

提高篇

零起点

学开关电源设计

◆ 周志敏 纪爱华 编著



电子工业出版社
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

<http://www.phei.com.cn>

零起点学开关电源设计

(提高篇)

周志敏 纪爱华 编著

電子工業出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京·BEIJING

内 容 简 介

本书为《零起点学开关电源设计》系列图书的“提高篇”。在内容的编写上,本书以开关电源功率因数校正电路、软开关控制技术为核心内容;在写作上,本书结合了国内外开关电源功率因数校正技术、软开关控制技术的应用和发展,全面系统地阐述了开关电源功率因数校正电路、软开关控制技术的最新应用技术。

全书共5章,重点讲述了开关电源功率因数校正电路、功率因数校正电路控制器、功率因数校正电路设计实例、软开关控制技术、开关电源软开关控制器及软开关变换器的设计等内容。本书题材新颖实用,内容丰富,深入浅出,文字通俗,具有很高的实用价值。

本书可供电信、信息、航天、军事及家电等领域从事开关电源开发、设计和应用的工程技术人员,以及高等院校和职业技术学院的相关专业的师生阅读参考。

未经许可,不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。
版权所有,侵权必究。

图书在版编目(CIP)数据

零起点学开关电源设计. 提高篇/周志敏,纪爱华编著. —北京:电子工业出版社,2013.1
ISBN 978-7-121-19134-3

I. ①零… II. ①周… ②纪… III. ①开关电源-设计 IV. ①TN86

中国版本图书馆CIP数据核字(2012)第286700号

策划编辑:富 军

责任编辑:谭丽莎

印 刷:

装 订:

出版发行:电子工业出版社

北京市海淀区万寿路173信箱 邮编 100036

开 本:787×1092 1/16 印张:18.75 字数:477千字

印 次:2013年1月第1次印刷

印 数:4000册 定价:45.00元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题,请向购买书店调换。若书店售缺,请与本社发行部联系,联系及邮购电话:(010)88254888。

质量投诉请发邮件至 zlt@phei.com.cn,盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线:(010)88258888。

前 言

随着电子技术的高速发展，电子系统的应用领域越来越广泛，电子设备的种类也越来越多，电子设备与人们的工作、生活的关系日益密切，而电子设备都离不开可靠的电源，其性能的优劣直接关系到整个系统的安全性和可靠性。目前，对电源的要求越来越灵活多样，如电子设备的小型化和低成本化使得电源以轻、薄、小和高效率为发展方向。

目前，我国通信、信息、家电、国防等领域的电子设备电源普遍采用了高频开关电源，它已成为具有发展前景的一项高新技术产品。高频开关电源具有高集成度、高性能比、低损耗、高效率、电路简洁、工作更加可靠、最佳的性能指标等特点，使其得以广泛应用。高频开关电源的开发、研制、生产已成为发展前景十分诱人的朝阳产业。

在全球倡导节能环保、提高能效的背景下，开关电源的设计正面临着前所未有的挑战。开关电源功率因数校正（Power Factor Correction, PFC）技术和软开关控制技术已成为提高开关电源效率、减少电网污染的核心技术，为此，本书结合国内外开关电源的 PFC 技术和软开关控制技术的发展动向，系统地介绍了它们的最新应用技术。本书尽量做到有针对性和实用性，通俗易懂和结合实际，使得从事开关电源 PFC 技术和软开关控制技术开发、设计、应用的技术人员从中获益。读者可以此为“桥梁”，系统、全面地了解 and 掌握开关电源的设计和应用技术。

参加本书编写的有周志敏、纪爱华、周纪海、纪达奇、刘建秀、顾发娥、刘淑芬、纪达安、纪和平等。本书在写作过程中，从资料的收集到技术信息交流都得到了国内外的专业学者和同行的大力支持，在此对他们表示衷心的感谢。

由于时间仓促，加上作者水平有限，书中难免存在错误之处，敬请广大读者批评指正。

编著者

目 录

第 1 章 开关电源功率因数校正电路	1
1.1 功率因数定义及校正技术	1
1.1.1 功率因数的定义及谐波	1
1.1.2 功率因数校正技术	8
1.2 无源功率因数校正技术	14
1.2.1 无源功率因数校正电路	14
1.2.2 改进型无源功率因数校正电路	17
1.2.3 单相无源功率因数校正整流电路拓扑	21
1.3 有源功率因数校正 (APFC) 电路	25
1.3.1 APFC 主电路结构	25
1.3.2 单级 APFC 技术	35
1.3.3 基于 Flyboost 模块的新型单级 APFC 电路	42
1.3.4 恒功率控制的单级 APFC 电路	47
1.4 三相 PFC 电路	50
1.4.1 三相 PFC 的典型电路	51
1.4.2 三相多开关 PFC 电路	56
1.4.3 单相 PFC 组合构成三相 PFC 的电路拓扑	65
1.4.4 多相交叉升压组合电路	66
1.4.5 三相单开关 PFC 拓扑结构	70
1.4.6 单开关三相高功率因数、低谐波整流器	74
第 2 章 功率因数校正电路控制器	78
2.1 功率因数校正控制技术	78
2.1.1 功率因数校正控制方法	78
2.1.2 功率因数校正电路控制器	90
2.1.3 主频同步控制 PFC 电路	101
2.1.4 输入电流间接控制的 APFC 电路	103
2.2 UC/UCC 系列 PFC 集成控制器	106
2.2.1 UC3852 PFC 集成控制器	106
2.2.2 UC3854 PFC 集成控制器	108
2.2.3 UCCx850x PFC/PWM 组合控制器	115

2.2.4	TDA16888 PFC 集成控制器	120
2.2.5	MI4824 复合 PFC/PWM 控制器	123
2.2.6	FA5331P(M)/FA5332P(M) PFC 集成控制器	126
2.2.7	NCP1650 PFC 集成控制器	129
2.2.8	HA16141 PFC/PWM 集成控制器	133
2.2.9	CM68/69xx PFC/PWM 集成控制器	136
第3章	功率因数校正电路设计实例	142
3.1	单级 PFC 变换器的设计实例	142
3.2	具有 PFC 的蓄电池充电器设计实例	148
3.3	200kHz/200W 高效环保开关电源的设计实例	151
3.4	80W/150W/500W 高效环保开关电源的设计实例	155
3.5	基于 NCP1650/1 的 PFC 电路设计实例	170
第4章	软开关控制技术	187
4.1	软开关技术	187
4.1.1	软开关及软开关电路分类	187
4.1.2	典型的软开关电路的工作原理	191
4.1.3	无源软开关技术	194
4.2	软开关变换器电路	195
4.2.1	无源软开关变换器	195
4.2.2	无损缓冲双管串联单正激电路	198
4.2.3	准谐振软开关反激变换器	201
4.2.4	半桥不对称 PWM 控制变换器	203
4.2.5	正激式 ZVT - PWM 功率变换器电路分析	206
4.2.6	零电流、零电压开关交错并联双管正激变换器	208
4.2.7	零转换 PWM 变换器	212
4.2.8	推挽工作模式软开关 DC/DC 变换器	216
4.2.9	ZVS - PWM 全桥 DC/DC 变换器	221
4.2.10	有限双极性控制 ZVZCS PWM 全桥变换器	227
4.2.11	单相 Boost 型软开关 PFC 电路	230
第5章	开关电源软开关控制器及软开关变换器的设计	241
5.1	高频开关电源软开关控制器	241
5.1.1	UC3875 软开关控制器	241
5.1.2	UCC289X 系列芯片的原理及应用	243
5.1.3	UCC3895 软开关控制器	245
5.2	高性能软开关 PFC 电路的设计	248
5.2.1	PFC 主电路的设计	248
5.2.2	PFC 控制电路的设计	253
5.2.3	UC3852 控制的 APFC 应用电路设计	257

5.2.4	两相 ZVT - PWMDC/DC 变换器的设计	261
5.3	三电平软开关变换器	266
5.3.1	三电平软开关技术	266
5.3.2	改进型零电压开关 PWM 三电平直流变换器	271
5.3.3	采用变压器次级辅助绕组的软开关 PWM 三电平变换器	274
5.3.4	多谐振软开关三相高功率因数整流器	277
5.3.5	三相降压式准谐振 PFC 电路	282
参考文献		287

第1章 开关电源功率因数校正电路



1.1 功率因数定义及校正技术

1.1.1 功率因数的定义及谐波

电源设计一直是一个极富挑战性的工作，随着许多传统的难题得以解决，一些有关电源效率的规范和要求的标准将再次迎接新的挑战。电源效率的规范和标准的第一个阶段已经开始，即降低待机能耗（低负载状态）。下一个阶段的任务将更艰巨，就是提高工作状态下电源的效率。在美国国家环保局“能源之星”（Energy Star）计划及中国中标认证中心（CECP）的推动下，世界各地正在公布有关电源工作效率的新能效标准。这些更有挑战性的标准将需要电源厂商及其供应商（包括半导体供应商）的共同努力，以提供能符合这些新要求的解决方案。

在上述发展趋势中，IEC1000-3-2 标准对功率因数校正（PFC）或降低谐波电流提出了强制要求，为此，近年来在电源结构方面发生了较大的变化。随着所有设备的功率不断增大，以及降低谐波电流的标准不断普及，越来越多的电源设计已经开始采用 PFC 电路。设计人员因此面临这样一个难题，即既要在产品中采用合适的 PFC 电路，也要满足降低待机能耗、提高工作效率和 EMI 限制等高效指标的要求。

功率因数校正解决方案的选择范围包括无源电路及各种有源电路。因为应用的功率水平和其他参数不同，所以解决方案也会有所不同。近年来，随着分立半导体元件的发展和更低价格的控制 IC 上市，进一步拓宽了有源功率因数校正解决方案的适用范围。在评估功率因数校正解决方案时，重要的是要把整个系统的实施成本和性能结合起来进行综合评估。

1. 提高功率因数的意义



意义

提高功率因数是节能的要求；提高功率因数是提高电能质量，保证电力系统安全、稳定运行的要求；提高功率因数是各国限制电网谐波标准的要求。

1) 提高功率因数是节能的要求

功率因数的大小意味着在视在功率相同的情况下，所能提供给负载有功功率的大小。若将功率因数从 0.65 提高到 0.90，容量为 $1000\text{kV} \cdot \text{A}$ 的发电机可带负载功率便会由 $65\text{kV} \cdot \text{A}$ 增加到 $90\text{kV} \cdot \text{A}$ 。由此可见，提高功率因数能更充分地利用发电机设备的容量。功率因数低，不仅浪费能源，而且会使供电线路上的电流增加，损耗增大，同时还存在火灾隐患。



2) 提高功率因数是提高电能质量, 保证电力系统安全、稳定运行的要求

近年来, 电流波形失真已经继相移因数成为第二个导致功率因数低的主要原因。大量高次谐波电流涌入各级电网, 会造成公用电网的电压波形产生失真、三相电压不对称及电压波动和闪变, 严重威胁电网和各种用电设备的安全、经济运行。

3) 提高功率因数是各国限制电网谐波标准的要求

我国及其他许多国家均制定、颁发了控制和限制电力系统谐波的标准, 其目的主要是为了控制电网中的电压和电流波形失真在允许范围内, 保护用电设备的安全运行, 减少电网污染对用电设备造成的干扰。

功率因数校正电路对离线电源的输入电流波形进行整形, 以使从电源吸取的有功功率最大化。在理想情况下, 负载应该表现为一个纯电阻负载, 此时负载吸收的反射功率为零。在这种情况下, 本质上不存在输入电流谐波。电流是输入电压 (通常是一个正弦波) 的完美复制品, 而且电压和电流。在这种情况下, 负载从电网电源吸收的电流最小, 并且可以减小与发电、配电及相关过程中的基本设备的损耗和成本。由于没有谐波, 所以也减小了与使用同一电源供电的其他负载之间的干扰。

目前, 众多电源采用功率因数校正的另一个原因, 便是为了符合规范要求。现在, 进入欧洲市场的电气设备必须符合欧洲规范 EN61000. 3. 2。这一要求适用于大多数输入功率为 75W 或以上的电器, 而且它规定了包括高达 39 次谐波在内的工频谐波的最大幅度。美国虽然还没有提出此类要求, 但却希望在全球销售产品的电源制造商设计符合这一要求的产品。

2. 功率因数的定义



定义

根据电工学的基本理论, 功率因数 (PF) 可简单地定义为有功功率 (P) 与视在功率 (S) 的比值, 用公式表示为

$$\text{PF} = \frac{P}{S} = \frac{U_1 I_1 \cos \varphi_1}{U_1 I_R} = \frac{I_1 \cos \varphi_1}{I_R} = \gamma \cos \varphi_1 \quad (1-1)$$

式中, I_1 为输入电流基波的有效值; I_R 为电网电流的有效值, $I_R = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \cdots + I_N^2}$, 其中 I_1, I_2, \cdots, I_N 为各次谐波的有效值; U_1 为输入电压基波的有效值; γ 为输入电流畸变因数, $\gamma = I_1 / I_R$; $\cos \varphi_1$ 为基波电压与基波电流之间的相移因数。

在式 (1-1) 中, 有功功率是一个周期内电流和电压瞬时值乘积的平均值, 而视在功率是电流的 RMS (Root Mean Square, 均方根值) 值与电压的 RMS 值的乘积。如果电流和电压是正弦波而且同相, 则功率因数是 1.0; 如果两者是正弦波但是不同相, 则功率因数是相位角的余弦。在电工基础课程中, 功率因数往往就是如此定义的, 但是它仅适用于特定情况, 即电流和电压都是纯正弦波。这种情况发生在负载由电阻、电容和电感元件组成, 而且均为线性 (不随电流和电压变化) 的条件下。

综上所述, 功率因数可以定义为输入电流失真系数 (γ) 与相移因数 ($\cos \varphi$) 的乘积。由此可见, 功率因数由输入电流畸变因数 γ 和基波电压、基波电流和相移因数 $\cos \varphi_1$ 决定。

尽管电流波形有严重失真, 但电流和电压仍可以完全同相。应用 “相位角余弦” 的定义会得出电源的功率因数为 1.0 的错误结论。

$\cos\varphi_1$ 小, 则设备的无功功率大, 设备利用率低, 导线、变压器绕组损耗大; γ 小, 则表示设备输入电流的谐波分量大, 将造成电流波形畸变, 对电网造成污染, 使功率因数降低, 严重时, 会造成电子设备损坏。通常采用无源电容滤波的二极管整流电路的输入端功率因数只能达到 0.65 左右。

从式 (1-1) 可见, 抑制谐波分量即可达到减小 γ , 提高功率因数的目的。因此, 可以定性的说, 谐波的抑制电路即为功率因数校正电路 (实际上有所区别)。

开关模式电源对于电网电源表现为非线性阻抗, 这是因为开关模式电源的输入电路通常由半波或全波整流器及其后面的储能电容器组成, 该电容器能够将电压维持在接近于输入正弦波峰值电压值处, 直至下一个峰值到来时对电容再进行充电。在这种情况下, 只在输入波形的各峰值处从输入端吸收电流, 而且电流脉冲必须包含足够的能量, 以便在下一个峰值到来之前能维持负载电压。这一过程通过在短时间内将大量电荷注入电容器, 然后由电容器缓慢地向负载放电来实现, 之后再重复这一周期。电流脉冲为电源周期的 10% ~ 20% 是十分常见的, 这意味着脉冲电流应为平均电流的 5 ~ 10 倍。

从 220V 交流电网整流提供直流是在电力电子技术及电子设备中应用极为广泛的一种基本变流方案, 但整流器 + 电容滤波电路是一种非线性器件和储能元件的组合, 因此虽然输入交流电压是正弦波, 但输入电流波形却严重畸变, 呈脉冲状, 含有大量的谐波, 使输入电路的功率因数达不到 0.7。

由于常规整流装置使用晶闸管或二极管, 整流器件的导通角远小于 180° , 从而产生了大量谐波电流成分, 而谐波电流不做功, 只有基波电流做功, 因此功率因数很低。全桥整流器电路及电压、电流波形图如图 1-1 所示。

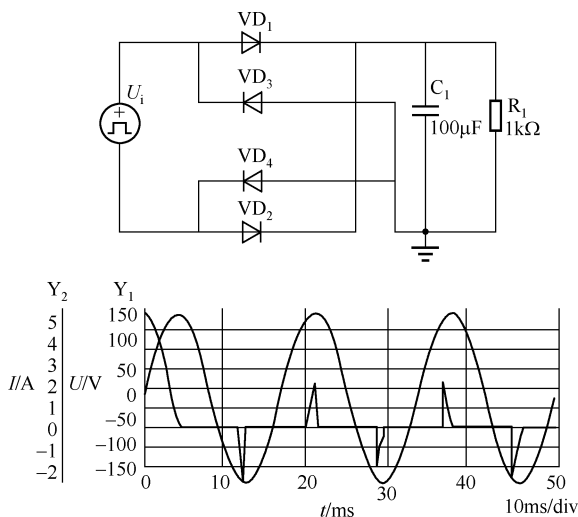


图 1-1 全桥整流器电路及电压、电流波形

因此, 必须采取适当的措施来减小输入电流波形的畸变, 提高输入功率因数, 以减小电网污染。例如, 工业和信息化部在通信电源的入网检测中就要求 1500W 以上的电源设备, 其功率因数必须高于 0.92; 1500W 以下的电源设备, 其功率因数必须高于 0.85。

目前, 主要用来提高功率因数的方法有: 电感无源滤波, 这种方法对抑制高次谐波有效, 但设备体积大, 质量大, 在产品设计中其应用将越来越少; 逆变器有源滤波, 这种方



法对各次谐波的响应快，但设备造价昂贵；三相高功率因数整流器，其效率高、性能好，而且近年来其控制策略和拓扑结构处于不断发展之中。单相有源功率因数校正（APFC）通常采用 Boost 电路，CCM 工作模式，因其良好的校正效果，目前在产品设计中得到了越来越广泛的应用。

3. 谐波



定义
产生
原因

从严格的意义来讲，谐波是指电流中所含有的频率为基波的整数倍的电量，且一般是指对周期性的非正弦电量进行傅里叶级数分解，其余大于基波频率的电流产生的电量。从广义上讲，由于交流电网的有效分量为工频单一频率，所以任何与工频频率不同的成分都可以称为谐波，这时“谐波”这个词的意义已经变得与原意有些不符了。正是因为广义的谐波概念，才有了“分数谐波”、“间谐波”、“次谐波”等说法。

谐波产生的原因：由于正弦电压加于非线性负载上，从而导致基波电流发生畸变，进而产生谐波。主要的非线性负载有 UPS、开关电源、整流器、变频器、逆变器等。

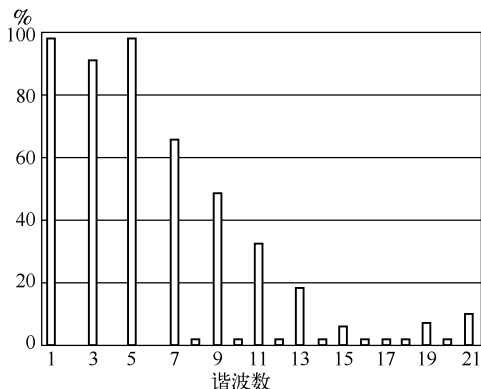


图 1-2 电流波形中的谐波成分

图 1-2 显示了电流波形中的谐波成分，基波（在本例中为 60Hz）以 100% 的参考幅度显示，而高次谐波的幅度则显示为基波幅度的百分比。注意到图中几乎没有偶次谐波，这是波形对称的结果。如果波形包含无限窄和无限高的脉冲（数学上称为 δ 函数），则频谱会变平坦，这意味着所有谐波的幅度均相同。

从前面的描述可以清楚地看到，高功率因数和低谐波是一致的。但是它们之间没有直接的关系，总谐波失真和功率因数的关系体现在下列等式中：

$$PF = K_d \times K_\varphi \quad (1-2)$$

式中， K_d 为失真系数， $K_d = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD(\%)^2}{100}\right)}}$ ； K_φ 为输入电流的基波分量和输入电压的

相角系数。

当输入电流的基波分量和输入电压同相时， $K_\varphi = 1$ ，且有

$$PF = K_d \times K_\varphi = K_d \quad (1-3)$$

即使是完美的正弦电流，只要它的相位和电压不一致，也会得出欠佳的功率因数。对纯正弦波电压和电流而言，由于它的总谐波成分为零，所以波形失真系数为 1，并且正弦波电压和电流之间的相位差 φ 为 0，这样电源输入侧的功率因数就为 1；如果正弦波电压和电流之间的相位差 φ 不为 0，则电路的功率因数是相位差 φ 的余弦值。

当 $\varphi = 0$ 时（为计算方便），功率因数与 THD 间存在如表 1-1 所示的关系。由此可见，当 $THD \leq 5\%$ 时，功率因数可控制在 0.999 左右。由此得出 10% 的 THD 对应大约等于 0.995 的功

率因数。虽然这个对输入电流进行整形的过程通常被称为功率因数校正,但在国际规范中,通常以谐波含量来衡量整形是否成功。

表 1-1 功率因数与 THD 间的关系

PF	0.5812	0.9903	0.995	0.99875	0.99955
THD (计算值)%	140	14	10	5	3

综上所述,如何消除和抑制谐波对公共电网的污染,提高功率因数已成为当今国内外电源界研究的重要课题。PFC 技术应用到新型开关电源中,已成为新一代开关电源的主要标志之一。

4. 不良功率因数的成因



决定
PF
的
因
素

由 $PF = \gamma \times \cos\varphi_1$ 可知, PF 值由以下两个因素决定:

- ① 输入基波电压与输入基波电流的相位差 φ_1 ;
- ② 输入电流的波形畸变因数 γ 。

1) 相控整流电路

对于常见相控整流电路而言,其基波电压和基波电流的功率因数如表 1-2 所示。

表 1-2 常见相控整流电路的基波电压和基波电流的功率因数

电路形式	单相电路	三相电路	12 相电路
基波电压和基波电流的功率因数	0.911	0.949	0.986

功率因数低的主要原因是基波电压和基波电流的位移因数受晶闸管控制角 α 的影响,使电流滞后于电压,即 $\cos\varphi_1 < 1$ 。改善功率因数的措施通常是在负载端并联一个性质相反的电抗元件。若电网呈感性,则通常采用电容补偿的方法。

2) 开关整流电路

对于开关整流电路而言,AC/DC 前端通常由桥式整流器和大容量滤波器组成,如图 1-3 所示。在这种电路中,只有当线路的峰值电压大于滤波电容两端的电压时,整流元件中才有电流流过,如图 1-4 所示。输入电流 i 呈尖脉冲形式 (u 为输入电压),且产生一系列奇次谐波(如图 1-5 所示),致使功率因数降低到 0.6 ~ 0.7。因此,对于开关整流电路而言,不良功率因数主要源于电流波形的畸变。

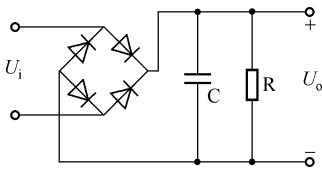


图 1-3 AC/DC 前端电路图

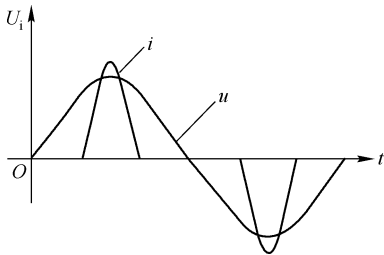


图 1-4 输入电压与整流二极管的波形图

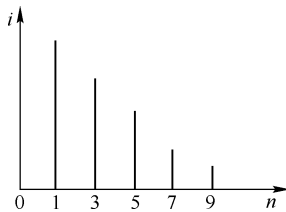


图 1-5 输出谐波分量图



5. 谐波电流对电网的危害

脉冲状的输入电流含有大量谐波，这样在 AC/DC 整流输入端便需加滤波电路，从而增加了体积和成本。谐波电流对电网的危害主要表现在以下几个方面。



① 谐波电流的“二次效应”，即电流流过线路阻抗造成谐波压降，反过来使电网电压波形（原来是正弦波）也发生畸变。

② 由谐波电流引起电路故障，损坏设备，如使线路和配电设备过热。谐波电流还会引起电网 LC 谐振，或者当高次谐波电流流过电网的高压电容器时，使之过流、过热进而损坏。

③ 在三相四线制电路中，三次谐波与中线中的电流同相位，合成中线电流很大，可能超过相电流，加上中线无保护装置，从而会使中性线因过流而导致过热，进而引起火灾并损坏电器设备。

④ 谐波电流会对自身及同一系统的其他电子设备产生恶劣的影响，如引起电子设备的误操作，如空调停止工作等；产生电话网噪声；引起照明设备故障，如荧光灯闪灭；造成变电站的电容、扼流圈过热、烧损。

6. 开关电源的功率因数

开关电源以其效率高、功率密度高而在电源领域中占主导地位。开关电源多数是通过整流器与电力网相连接的，经典的整流器是由二极管或晶闸管组成的一个非线性电路，在电网中会产生大量的电流谐波和无功功率，进而污染电网，成为电力公害。传统的开关电源存在一个致命的弱点，即功率因数较低，一般仅为 0.45 ~ 0.75，而且其无功分量基本上为高次谐波，其中三次谐波的幅度约为基波幅度的 95%，五次谐波的幅度约为基波幅度的 70%，七次谐波的幅度约为基波幅度的 45%，九次谐波的幅度约为基波幅度的 25%。

目前，开关电源已成为电网最主要的谐波源之一。针对高次谐波的危害，从 1992 年起，国际上开始以立法的形式限制高次谐波，传统的开关电源在此限制之列。我国国家技术监督局在 1993 年颁布了国家标准 GB/T14549-93《电能质量公用电网谐波》。国际电工委员会（International Electrotechnical Commission, IEC）于 1998 年对谐波标准 IEC5552 进行了修正，另外还制定了 IEC61000-3-2 标准，其 A 类标准对电网谐波的要求如表 1-3 所示。

表 1-3 IEC61000-3-2A 类标准对电网谐波的要求

谐波次数 n		最大允许谐波电流值 (A)
奇次	3	2.30
	5	1.14
	7	0.77
	9	0.40
	11	0.33
	13	0.21
	15 ~ 39	$0.15 \times 15/n$
偶次	2	1.08
	4	0.43
	6	0.30
	8 ~ 40	$0.23 \times 8/n$



方法

抑制开关电源产生谐波的方法主要有两种：一是被动法，即采用无源滤波或有源滤波电路来旁路或滤除谐波；二是主动法，即设计新一代高性能整流器，它具有输入电流为正弦波、谐波含量低、功率因数高等特点，即具有功率因数校正功能。

国外改善开关电源功率因数的工作重点，主要是在功率因数校正电路的拓扑结构和功率因数校正控制 IC（如 UC3842 ~ UC3855A 系列，KA7524，TDA4814 等）的开发等领域展开研发工作。国内一些厂家也做了类似的工作，如采用功率因数校正电路的开关电源，其功率因数可达到 0.95 ~ 0.99，近似于 1。近年来，功率因数校正电路得到了很大的发展，成为电力电子学研究的重要方向之一。

常规开关电源的功率因数低的根源是整流电路后的滤波电容虽使输出电压平滑，但却使输入电流变为尖脉冲，如图 1-6 所示。若在整流电路后面不加滤波电路，负载仅为电阻性负载时，输入电流即为正弦波，并且与电源电压同相位，功率因数为 1。于是，功率因数校正电路的基本思想是将整流器与滤波电容隔开，使整流电路由电容性负载变为电阻性负载。在功率因数校正电路中，其隔离型电路如图 1-7 所示，但这种电路结构不能实现输入与输出的电隔离。

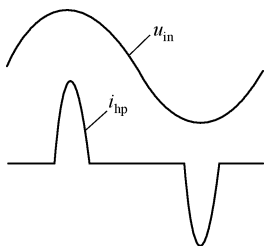


图 1-6 常规开关电源的输入电压与输入电流波形

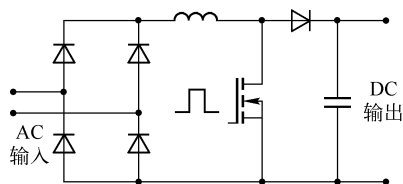


图 1-7 基本隔离型 PFC 电路

新型低污染、高效率、低应力、低输出纹波开关电源主要包括 EMI 及浪涌吸收滤波电路、前级有源软开关功率因数校正电路、相移谐振软开关 DC/DC 变换电路及输出纹波抑制电路等。

一般开关电源的输入整流电路如图 1-8 所示，市电经整流后对电容充电，其输入电流波形为不连续的脉冲，如图 1-9 所示。这种电流除了基波分量外，还包含大量谐波，其有效值 I 为

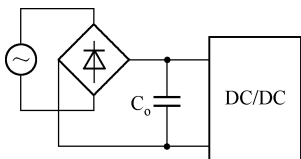


图 1-8 电容输入型电路

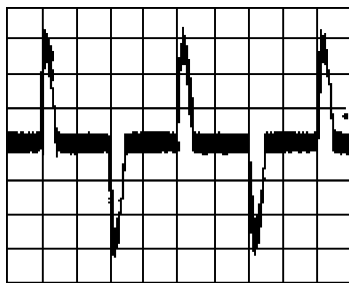


图 1-9 电容输入型电路的输入电流 (5A/DIV)



$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \cdots + I_n^2} \quad (1-4)$$

式中, I_1, I_2, \cdots, I_n 分别表示输入电流的基波分量与各次谐波分量。

谐波电流使电力系统的电压波形发生畸变, 将各次谐波有效值与基波有效值之比称为总谐波畸变 (Total Harmonic Distortion, THD), 其表达式为

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{I_2^2 + I_3^2 + \cdots + I_n^2}{I_1^2}} \quad (1-5)$$

显然, 无论是从电流的最小化还是减小对其他设备的干扰角度来看, 对每次谐波设定限制可以更好地完成控制输入电流“污染”的任务。

1.1.2 功率因数校正技术

1. 功率因数校正的基本原理

由功率因数 $\text{PF} = \cos\varphi \times \gamma = 1$ 可知, 要想提高功率因数, 有以下两个途径。



(1) 使输入电压、输入电流同相位。此时 $\cos\varphi = 1$, 则有 $\text{PF} = \gamma$ 。

(2) 使输入电流正弦化, 即 $I_{\text{rms}} = I_1$ (谐波为零), 有 $I_1/I_{\text{rms}} = 1$ 。

利用功率因数校正技术可以使交流输入电流波形完全跟踪交流输入电压波形, 使输入电流波形呈纯正弦波, 并且和输入电压同相位, 此时整流器的负载可等效为纯电阻。因此, 有的地方又把功率因数校正电路称为电阻仿真器。

功率因数校正电路 (Power Factor Corrector) 基本上是一个 AC/DC 变换器, 即采用 PWM 控制器调整标准变换器的输入功率, 以供应适当的负载所需功率。它首先利用 PWM 控制器控制切换开关 (通常利用功率 MOSFET 来完成) 将 DC 输入电压切成一串电压脉冲波, 随后利用变压器和快速二极管将其转换成平滑的 DC 电压输出, 这个输出电压随即与一个参考电压 (这个电压是电源供应器应该输出的标准电压值) 做比较, 所产生的电压差回馈至 PWM 控制器, 再利用该误差电压信号来改变脉冲波宽度的大小, 如果输出电压过高, 脉冲波宽度会减小, 进而使输出电压降低, 以使输出电压恢复至正常输出值。

功率因数校正电路增加了一个更先进的器件, 使得来自 AC 电源的电流是一个正弦波并且与 AC 电压同相位, 此时误差电压信号的变化是由整流后的 AC 电压和输出电压的变化来控制的, 最后误差电压信号回馈至 PWM 控制器。也就是说, 当 AC 电压较高时, 功率因数校正电路就从 AC 电源吸取较多的功率; 反之, 若 AC 电压较低, 则吸取较少的功率, 如此可以减少 AC 电流的谐波产生。

2. 功率因数校正技术分类

功率因数校正电路分为有源和无源两类, 其中无源功率因数校正电路通常由大容量的电感、电容组成。虽然无源功率因数校正电路得到的功率因数不如有源功率因数校正电路高, 但仍然可以使功率因数提高到 0.7 ~ 0.8, 因而在中小功率电源中被广泛采用。无源功率因数校正电路的结构也较为简单, 它实际上是采用矽钢片制成的工频电感, 利用电感线

圈内部电流不能突变的原理调节电路中的电压及电流的相位差,使电流趋向于正弦化以提高功率因数的。无源功率因数校正电路固有的不可克服的缺点如下。



无源缺点

- (1) 当欧洲的谐波规范越来越严格时,电感量产的质量需提升,而生产难度将提高。
- (2) 电源的质量和体积增加。
- (3) 如果电源内部结构固定得不正确,电感容易产生震动噪声。
- (4) 当电源功率超过 300W 以上,无源功率因数校正电路在材料成本及产品性能表现上将更突出其不可克服的多种缺陷。

有源功率因数校正电路自 20 世纪 90 年代以来得到了迅速推广,它在桥式整流器与输出电容滤波器之间加入了一个功率变换电路,使功率因数接近 1。有源功率因数校正电路具有体积小,质量轻,通过专用 IC 去调整电流的波形,对电流与电压间的相位差进行补偿的特点。

有源功率因数校正电路具有功率因数较高(通常可达 98% 以上),输入电压范围宽等优越的电气性能,但成本也相对较高。此外,有源功率因数校正电路还可用作辅助电源,因此在使用有源功率因数校正电路时,往往不需要待机变压器,而且有源功率因数校正电路输出的直流电压的纹波很小,这种具有有源 PFC 的电源不必采用很大容量的滤波电容。与无源功率因数校正电路类似,有源功率因数校正电路工作时也会产生噪声,只不过是高频噪声。与无源功率因数校正电路相比,有源功率因数校正电路复杂,成本较无源功率因数校正电路要高得多,而且有源功率因数校正电路工作于高频开关状态,主要应用于中高端电源产品。具体来说,与无源功率因数校正电路相比,有源功率因数校正电路具有的优点如下。



有源优点

- (1) 校正效果远优于欧洲的 EN 谐波规范,即使未来规格更趋严格也能符合规定。
- (2) 随着 IC 器件需求的增加,成本将随之降低。
- (3) 能以较低成本带来全域电压的高附加值。
- (4) 功率因数接近完美的 100%,使电力利用率极佳化,对环保有益。
- (5) 可得到较高的功率因数,总谐波畸变 THD 小,可在较宽输入电压范围和宽频带下工作,体积、质量小,输出电压也可保持恒定。

(6) 未来 CPU 的发展趋势是要求电源功率越来越高,有源功率因数校正电路因成本不随输出瓦数增加上升而拥有较强的竞争力。

3. 有源功率因数校正技术分类

有源功率因数校正(Active Power Factor Correction, APFC)技术是直接采用有源开关或 AC/DC 变换技术,使输入电流成为和电网电压同相位的正弦波的技术。具体来说,就是在整流器和负载之间接入一个 DC/DC 开关变换器,应用电流反馈技术,使输入端电流 i_i 的波形跟踪交流输入正弦电压波形,使其逼近正弦波,并与输入正弦电压同相位。有源功率因数校正技术的主要缺点是电路复杂,MTBF(平均无故障时间)下降,成本较高,效率会有所降低等。目前,有源功率因数校正技术已广泛应用于 AC/DC 开关电源、交流不间断电源



（UPS）等领域。

1) 按有源功率因数校正拓扑分类



按拓
扑分
类

（1）降压式。因噪声大，滤波困难，功率开关管上的电压应力大，控制驱动电平浮动，所以该类型很少被采用。

（2）升/降压式。该类型必须使用两个功率开关管，而且其中一个功率开关管的驱动控制信号浮动，电路复杂，较少采用。

（3）反激式。该类型的输出与输入隔离，输出电压可以任意选择，采用简单电压型控制，适用于 150W 以下功率的应用场合。

（4）升压式（Boost）。该类型采用了简单电流型控制，PF 值高，总谐波失真（THD）小，效率高，但是输出电压高于输入电压。

升压式（Boost）适用于 75 ~ 2000W 功率范围的应用场合，其应用最为广泛。它具有以下优点：电路中的电感 L 适用于电流型控制；由于其预调整作用使得在输出电容器 C 上保持高电压，所以电容器 C 的体积小、储能大，在整个交流输入电压变化范围内能保持很高的功率因数；当输入电流连续时，易于进行 EMI 滤波，而升压电感 L 能阻止快速的电压、电流瞬变，提高电路的工作可靠性。

2) 按输入电流的控制原理分类



按控
制分
类

（1）平均电流型。该类型的工作频率固定，输入电流连续（CCM），其波形图如图 1-10（a）所示。TI 公司的 UC3854 就工作在平均电流控制方式。平均电流型的优点是：恒频控制，工作在电感电流连续状态，开关管电流有效值小、EMI 滤波器体积小；能抑制开关噪声；输入电流波形失真小。其主要缺点是：控制电路复杂，必须使用乘法器和除法器；需检测电感电流，需电流控制环路。

（2）滞后电流型。该类型的工作频率可变，而且当电流到达滞后带内后，会产生功率开关的通与断操作，使输入电流上升、下降；电流波形的平均值取决于电感的输入电流，其波形图如图 1-10（b）所示。

（3）峰值电流型。该类型的工作频率变化，电流不连续（DCM），其波形图如图 1-10（c）所示。DCM 采用跟随器方法，具有电路简单、易于实现的优点，但存在以下缺点。

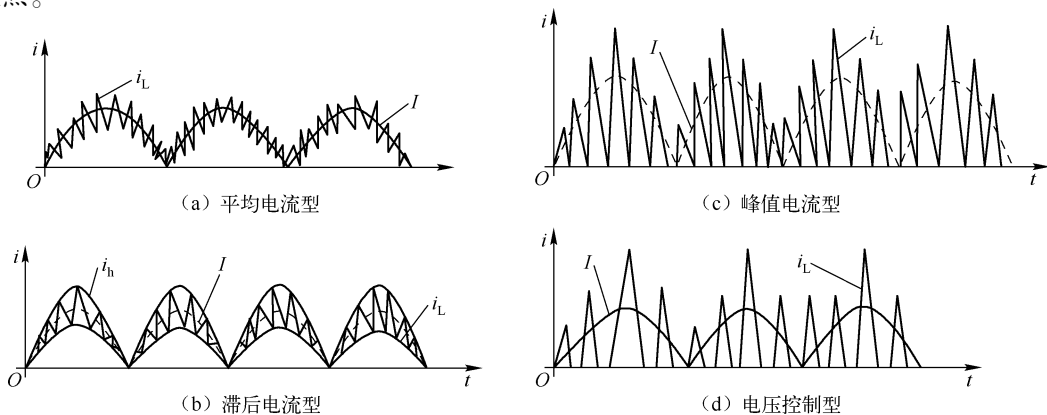


图 1-10 波形图

① 功率因数和输入电压 U_{in} 与输出电压 U_o 的比值 U_{in}/U_o 有关, 即当 U_{in} 变化时, 功率因数也将发生变化, 同时输入电流波形将随 U_{in}/U_o 的加大而使 THD 变大。

② 开关管的峰值电流大 (在相同容量情况下, DCM 中通过开关器件的峰值电流为 CCM 的两倍), 从而导致开关管损耗增加。因此, 在大功率 APFC 电路中, 常采用 CCM 方式。

(4) 电压控制型。该类型的工作频率固定, 电流不连续, 采用固定占空比的方法, 电流自动跟随电压。此方法一般用在输出功率比较小的场合, 另外在单级功率因数校正中也多采用这种方法。其波形图如图 1-10 (d) 所示。

3) 其他控制方法

(1) 非线性载波控制技术。非线性载波控制 (NLC) 不需要采样电压, 采用内部电路作为乘法器, 即载波发生器为电流控制环产生时变参考信号。这种控制方法工作在 CCM 模式, 可用于 Flyback、Cuk、Boost 等拓扑中, 其调制方式有脉冲前沿调制和脉冲后沿调制。

(2) 单周期控制技术。单周期控制是一种非线性控制技术, 该控制方法的突出特点是无论是在稳态还是暂态, 它都能保持受控量 (通常为斩波波形) 的平均值恰好等于或正比于给定值, 即能在一个开关周期内, 有效地抑制电源侧的扰动, 既没有稳态误差, 也没有暂态误差。这种控制技术可广泛应用于非线性系统的场合, 不必考虑电流模式控制中的人为补偿。

(3) 电荷泵控制技术。电荷泵控制技术利用电流互感器检测开关管的开通电流, 并给检测电容充电, 当充电电压达到控制电压时关闭开关管, 并同时放掉检测电容上的电压, 直到下一个时钟脉冲到来才使开关管再次开通, 控制电压与电网输入电压同相位, 并按正弦规律变化。由于控制信号实际为开关电流在一个周期内的总电荷, 所以该技术又称为电荷控制方式。

从软开关特性来划分, 有源功率因数校正技术可分为两类: 零电流开关 (Zero Current Switching) 功率因数校正技术、零电压开关 (Zero Voltage Switching) 功率因数校正技术。按实现软开关的具体方法, 它还可以进一步划分为并联谐振型、串联谐振型及准谐振型。

按控制方法划分, 有源功率因数校正电路可以采用脉宽调制 (PWM)、频率调制 (FM)、单环电压反馈控制、双环电流模式控制、数字控制、滑模 (Sliding Mode) 控制、单周期 (One Cycle) 控制及其他各种控制方法。

从拓扑结构上划分, 有源功率因数校正电路可分为预调整器型 (Preregulator) 功率因数校正电路及单极组合功率因数校正变换器两种形式, 后者被认为是较理想的源功率因数校正电路结构。

一般认为有两种基本的有源功率因数校正技术: 一种是变换器工作在连续导电模式的“乘法器”型 (Multiplier); 另一种是变换器工作在不连续导电模式的“电压跟随器”型 (Voltage Follower)。实际上还有磁放大功率因数校正技术、三电平 (Three-Level) 功率因数校正技术和不连续电容电压模式 (DCVM) 功率因数校正技术等。另外, 从电网供电方式划分, 有源功率因数校正电路可分为单相功率因数校正电路和三相功率因数校正电路。综上所述, 从不同的角度看, 有源功率因数校正技术有多种分类方法。

4. 功率因数校正电路的结构形式

如图 1-11 所示为功率因数校正电路的三种不同结构形式。不同的结构形式各有其特点，如表 1-4 所示。

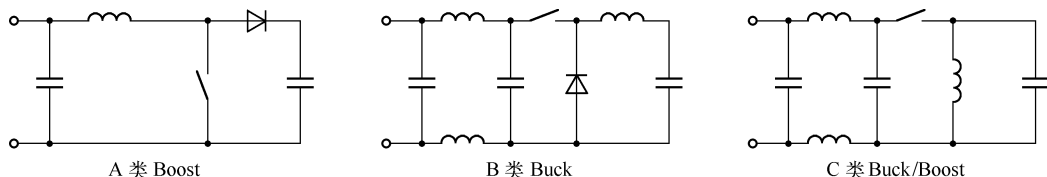


图 1-11 功率因数校正电路的三种不同结构形式

表 1-4 三种功率因数校正电路的特点

结构形式	A 类	B 类	C 类
功率因数	高	低	高
U_o 与 U_i 的关系	$U_o \geq U_i$	$U_o \leq U_i$	U_o 为任意值
滤波电路体积	小	大	大
短路保护	无	有	有
开关电压	等于 U_o	等于 U_i	等于 $U_i + U_o$
门极驱动信号	接地	浮地	浮地

由于 Boost 电路简单、实现成本低，所以它是应用最广泛的功率因数校正电路。除了上述特点以外，在 Boost 型功率因数校正电路中，与整流桥串联的电感能减少高频噪声，减小输入滤波器的体积，降低成本。如图 1-12 所示是此电路的原理框图。

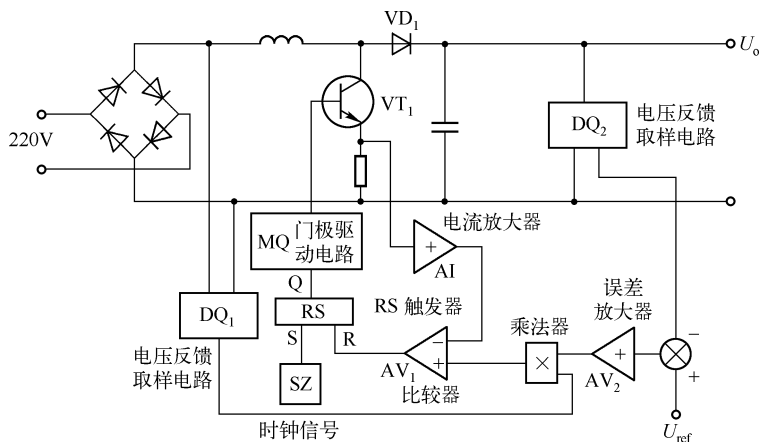


图 1-12 Boost 型功率因数校正电路的原理框图

基于 Boost 拓扑结构的功率因数校正电路工作在连续电流模式（也就是指输入端的电感电流在整个切换周期内是连续导通的），利用输入电容 C_i 可减少切换时所造成的干扰回流至 AC 电源。另外，Boost 电感只储存一小部分的转换能量（因为 AC 电源在电感去磁期间，也就是 MOSFET 在 OFF 期间仍持续供给能量），所以与其他拓扑结构相比，Boost 拓扑结构只需要较小的电感。

1) 乘法器型功率因数校正技术



工作原理及分类

乘法器型功率因数校正电路的基本原理如图 1-13 所示。在图 1-13 中, Boost 变换器工作在连续导电模式, 其电感电流就是输入电流。电感电流被采样并被控制, 使其幅值与同相位的输入电压正弦参考信号成正比, 从而达到校正功率因数的目的。乘法器型功率因数校正电路还可以根据输出电压反馈信号, 利用一个乘法器电路来控制正弦参考电流信号, 从而获得可调整的输出电压。有关乘法器型功率因数校正技术的控制方式可分为三种: 常频控制 (Constant-frequency Control)、常误差带控制 (Constant-tolerance-band Control) 和变误差带控制 (Variable-tolerance-band Control)。

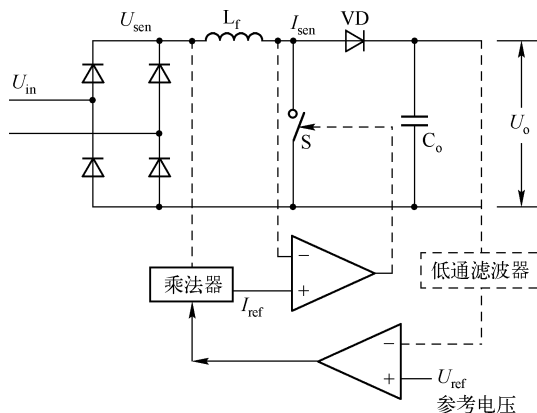


图 1-13 乘法器型功率因数校正电路的基本原理

2) 电压跟随器型功率因数校正技术



工作原理

基本电压跟随器型功率因数校正电路如图 1-14 所示, 该变换器工作在不连续导电模式, 开关 S 由输出电压误差信号控制, 开关周期为常数。由于峰值电感电流基本上正比于输入电压, 所以输入电流波形自然地跟随输入电压波形变化。

事实上, 对于不同的变换器结构, 输入电流波形会出现不同程度的畸变, 但这对输入功率因数的影响并不明显。与乘法器型功率因数校正电路相比, 电压跟随器型功率因数校正电路的控制简单, 仅需要一个输出电压控制开关。因此, 现有的多数开关电源 PWM 控制用集成电路均可作为电压跟随器型功率

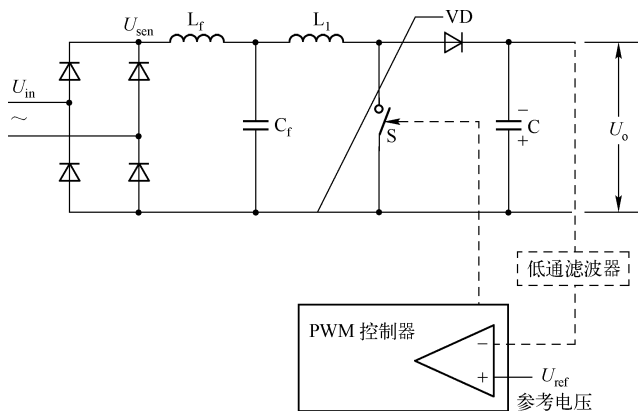


图 1-14 基本电压跟随器型功率因数校正电路



因数校正电路的控制器。而且，若该变换器工作在不连续导电模式下，就可以避免 Boost 变换器中因输出二极管反向恢复电流而带来的问题。

电压跟随器型功率因数校正技术的一个缺点是其输入电流波形为脉动三角波，因此其前端需添加一个小容量的滤波电容（或 LC 低通滤波器）以滤除高频纹波；另一个缺点是其较高的开关峰峰值电流会带来较大的开关关断损失。



1.2 无源功率因数校正技术

1.2.1 无源功率因数校正电路

无源功率因数校正技术是指在整流电路用 LC 滤波器来增大整流桥导通角，从而降低电流谐波、提高功率因数。无源功率因数校正技术由于采用电感、电容、二极管等元器件代替了价格较高的有源器件，因而使得开关电源的成本降低。虽然采用无源功率因数校正技术所得到的功率因数不如功率因数电路高，但仍然能使电路的功率因数提高到 0.7 ~ 0.8，电流谐波含量降到 40% 以下。因此这种技术在中小容量的电子设备中被广泛采用。

无源功率因数校正技术存在诸如波峰系数与谐波含量较高等技术问题，仍需进一步改进。无源功率因数校正电路作为一种整流电路的前端滤波器工作在工频（50 ~ 60Hz）状态，其使用的电容和磁芯电感处于工频低通或带通状态，因此滤波器的体积和质量比较大。

1. 充电泵电路

图 1-15 给出了一个不含无源功率因数校正电路的标准型电源电路的输入电压 U_m 和输入电流 I_m 的波形。 I_m 只在 U_m 为正最大和负最大的一小段时间内流通；在这些时间以外， I_m 为零，这是因为此时的正弦电压输入值小于滤波电容上的电压，导致整流二极管不导通的缘故。

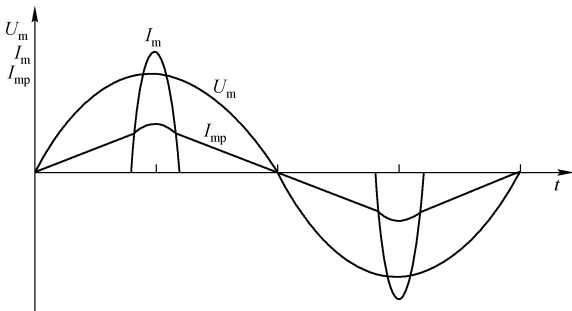


图 1-15 标准型电源电路的输入电压 U_m 和输入电流 I_m 的波形

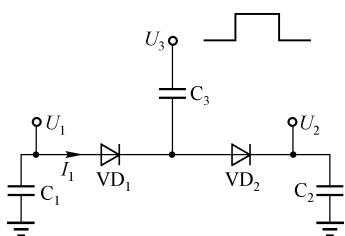


图 1-16 充电泵电路

为了在图 1-15 中获得一个形似 I_{mp} 的电流，引入充电泵的概念。引入充电泵的作用就是让输入电流从低压端流向高压端。图 1-16 给出了一个简单的充电泵电路。图中的电容 C_1 被直流电压 U_1 充电，电容 C_2 则被直流电压 U_2 充电。 U_1 小于 U_2 ，在 U_1 和 U_2 之间的充电泵电路是由两个二极管 VD_1 和 VD_2 及电容 C_3 组成的。电容 C_3 相对于 C_1 和 C_2 都较小，这样从电压源 U_3 进来的脉冲通过电容 C_3 后加

到 VD_1 和 VD_2 的连接点上。如果脉冲 U_3 的幅度大于差值 $(U_2 - U_1)$ ，就有可能让电流 I_1 从较低的 U_1 流向较高的 U_2 。在每一周期内，通过电容 C_3 的电荷 Q_3 为

$$Q_3 = C_3 \times [U_3 - (U_2 - U_1)] = C_3 \times (U_3 + U_2 - U_1) \quad (1-6)$$

假设 U_3 的脉冲频率为 f_3 ，则充电泵的电流 I_1 为

$$I_1 = C_3 \times f_3 \times (U_3 + U_2 - U_1) \quad (1-7)$$

如果电压 U_1 不是 DC 电压而是一个已整流的脉动电压，若 $U_3 = U_2$ ，则由式 (1-7) 可知电流 I_1 会是一个正弦波。

图 1-17 给出了基于 TDA16846 的反激式标准型开关电源电路，它含有一个常规的 RCD 缓冲电路用于消除开关管 VT 漏极上的电压过冲。其实这个 RCD 缓冲电路完全可以用图 1-18 中给出的一个由电感 L、电容 C 及二极管 VD 组成的充电泵电路所代替。这个充电泵电路插入桥式整流器 (BR) 与初级电容 C_p 的正极和开关晶体管 VT 漏极之间。桥式整流器 BR 代替了图 1-16 中的二极管 VD_1 ，电感 L 可避免功率管 VT 导通后由 U_{mr} 产生的大幅度电流脉冲对电容 C 充电。图 1-16 中的脉冲电压源 U_3 现在由开关管漏极电压 U_l 代替。由于充电泵电路不仅具有 PFC 功能而且兼有缓冲器功能，所以图 1-17 中的 RCD 缓冲电路不再需要。

图 1-18 中的充电泵电路可以阻止开关变压器在充磁突变的消磁过程中，由于 I_p 的不连续而产生低频干扰。因为当开关管截止，变压器的消磁过程开始时，二极管 VD 导通， I_p 可通过 $L \rightarrow C$ 形成一个 LC 振荡回路，保持流通瞬时的连续性，这使得所生成的寄生干扰信号在频率和幅值上都大为下降。而且由于没有电阻成分参与，所以原则上不会损失能量。相比于原有的 RCD 缓冲器，采用充电泵电路后的转换效率将有所提高。PFC 充电泵电路的电压和电流波形如图 1-19 所示，通过该工作波形可详细地描述 PFC 充电泵电路的原理和功能。假定输入 AC 电压为 230V，在 t_0 时刻开关管 VT 受 TDA16846 的控制而导通。漏极电压 U_l 由约 600V 跳降到零伏。由于初级电感 L 的存在，初级电流 I_p 开始直线上升。在 U_l 跳变的同时，电流通过电容 C 传送到 L 和 VD 之间的连接点上 (见图 1-18)，因此电压 U_p 从 400V 降到接近 -200V。由于 U_p 降为负电压，所以流过电感 L 上的电流 I_L 会逐步上升，并向电容 C 充电，这使得 U_p 在 t_0 、 t_1 期间有少许爬升，这时二极管 VD 是截止的，即 $I_d = 0$ 。

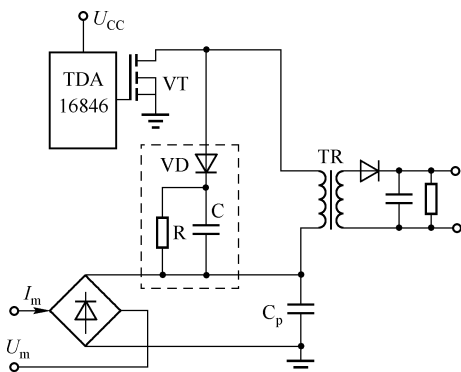


图 1-17 RCD 缓冲电路

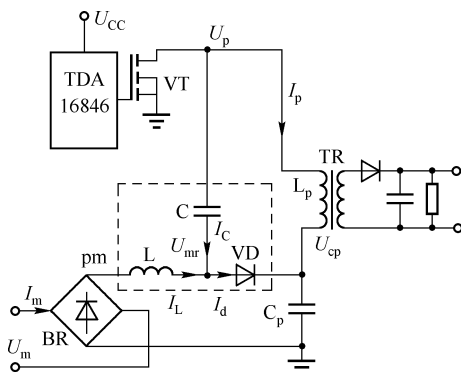


图 1-18 PFC 充电泵电路

当开关变压器和电感 L 的充磁阶段在 t_1 时刻完成之后，开关管 VT 受 TDA16846 的控制转为截止，漏极电流 $I_l = 0$ 。电压 U_l 及 U_p 将急剧上升直到 $U_p = U_{cp}$ (400V)。此后 U_l 改为缓

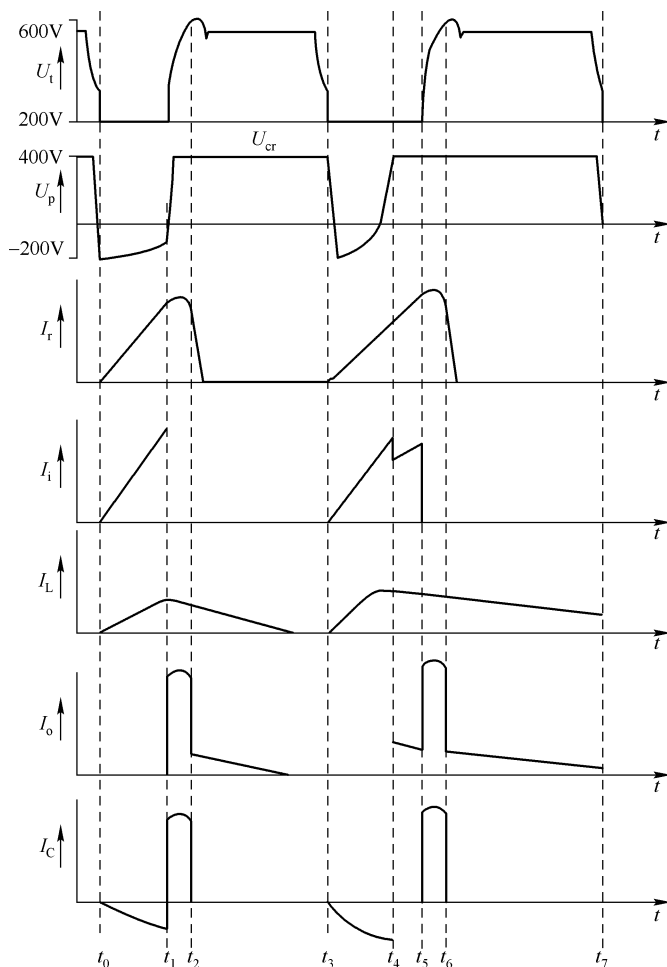


图 1-19 PFC 充电泵电路的电压和电流波形

慢的爬升，而 U_p 则保持在 U_{cp} 电平上不变。与此同时，电流 I_L （它早先是向电容器充电的）改为经过二极管 VD 流进电容 C 中，这使蕴含在 L 中的能量转移到 C 中。利用这个原理，就使输入电流从较低的 U_{mr} 值处流向电容 C_p 上较高的 U_{cp} 值处。

从 t_1 开始，由于二极管 VD 的导通，L 与 C 就形成一个回路，初级电流 I_p 将流过 L、C 和二极管 VD，一直到时间 t_2 。而在 t_2 时刻，次级二极管开始导通，变压器开始向次级绕组释放磁能。在 $t_2 \sim t_3$ 的释放磁能阶段，初级电流 I_p 很快下降为 0，而电感 L 的电流 I_L 则逐步下降。但电压 U_p 仍保持在 U_{cp} 值上。从图 1-19 可知，开关管的导通时间 t_{on} 越长，则 I_L 峰值越大，而 t_{on} 是随着次级负载的加大及输入电压的减少而加大的，也即流入 PFC 充电泵电路的电流也会相应加大。但不必担心电感 L 的磁芯会达到饱和，这是因为 I_L 的最大值总是受限于电容 C 上的充电电流 I_C 。图 1-19 中同时画出了 PFC 充电泵电路的下一个周期波形。此种波形通常会产生在输入 AC 电压为最大值的时刻。此时， U_p 在导通期 $t_3 \sim t_5$ 内上升，但在中途的 t_4 处已达到固定值 U_{cp} ，因此 I_C 在时刻 t_4 时变为 0，而漏极电流 I_L 会有两个极大值。这是因为在 $t_3 \sim t_4$ 期间， I_L 为 I_p 和 $-I_C$ 之和，而 t_4 以后的 I_L 完全由 I_p 独自提供。在此种波形中， I_L 不再周期性地返回到零值。



优点

采用 PFC 充电泵电路的一大优点就是它的简单性和容易设计。事实上，选择合适的 L、C 参数组合就能很快地把一个普通开关电源转换成 PFC 型。并且调节电容 C 的数值，可以得到最佳的输入电流波形 I_{mp} 。

2. 典型的无源功率因数校正电路

如图 1-20 所示是一个典型的无源滤波型 PFC 电路的输入电路拓扑结构。PFC 滤波电路通常和 EMI 滤波电路结合起来设计。图中的 L_{cm} 和 C_{cm} 构成电磁干扰共模抑制电路， L_{dm} 和 C_{dm} 构成电磁干扰差模抑制电路。无源滤波电路由 L_p 和 C_p 组成，置于桥式整流电路的输入端。当电网中有谐波侵入时，适当地选择 L、C 的参数，既可阻止高频电路产生的大量高次谐波进入电网，也可阻止电网谐波进入整流电路。通常，差模滤波电路的传递函数特性与 PFC 滤波电路相似，因此无源滤波型 PFC 电路可简化为图 1-21 所示的电路。

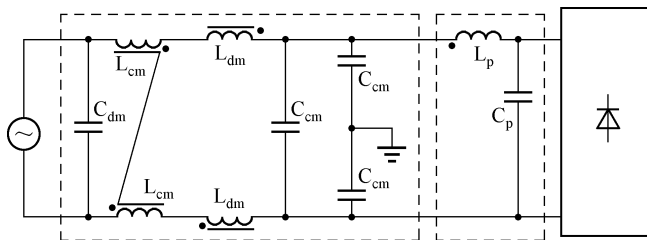


图 1-20 典型的无源滤波型 PFC 电路的输入电路拓扑结构

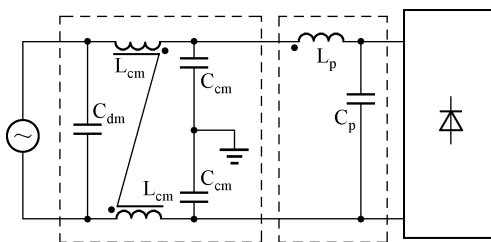


图 1-21 简化的无源滤波型 PFC 电路

1.2.2 改进型无源功率因数校正电路

在无源功率因数校正电路的基础上采用一种新颖的辅助电路，可以减小滤波器的体积及质量，同时进一步提高功率因数，减小电流谐波。该辅助电路采用小信号二极管和小容量的电容来实现，其电路结构如图 1-22 所示。

辅助电路由 $VD_5 \sim VD_8$ ， $C_2 \sim C_3$ 组成， VD_5 、 VD_8 的阳极接 +16V 的电压以给电容 C_2 、 C_3 充电。该电路的工作波形如图 1-23 所示，图中的 U_3 为输入正弦电压波形， U_{c1} 为整流后的滤波电容电压； i_1 为输入电流波形。当输入电压为正半波时，电容 C_3 已被充电到 16V，比整流桥二极管 VD_1 的阳极电压高出 16V。随着输入电压的升高，二极管 VD_7 的阳极电压首先达到滤波电容 C_1 上的电压而开通，电容 C_3 放电，然后整流桥开通， C_3 放电完毕，二极管 VD_7 自动关断。同理，当输入电压进入负半波时，电容 C_2 及辅助二极管 VD_5 进行充放



电,使得整个工频周期内的二极管导通角增大,进而提高功率因数并降低总谐波畸变。 C_2 、 C_3 的电压波形及 VD_5 、 VD_7 的电流波形也如图 1-23 所示。

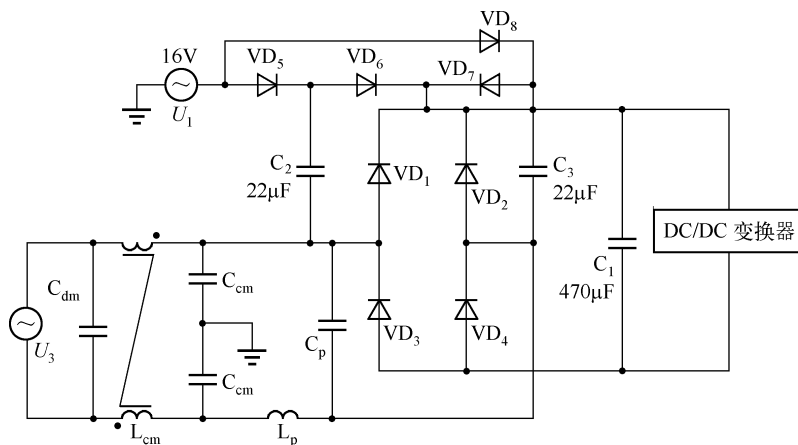


图 1-22 改进型无源功率因数校正电路的辅助电路结构

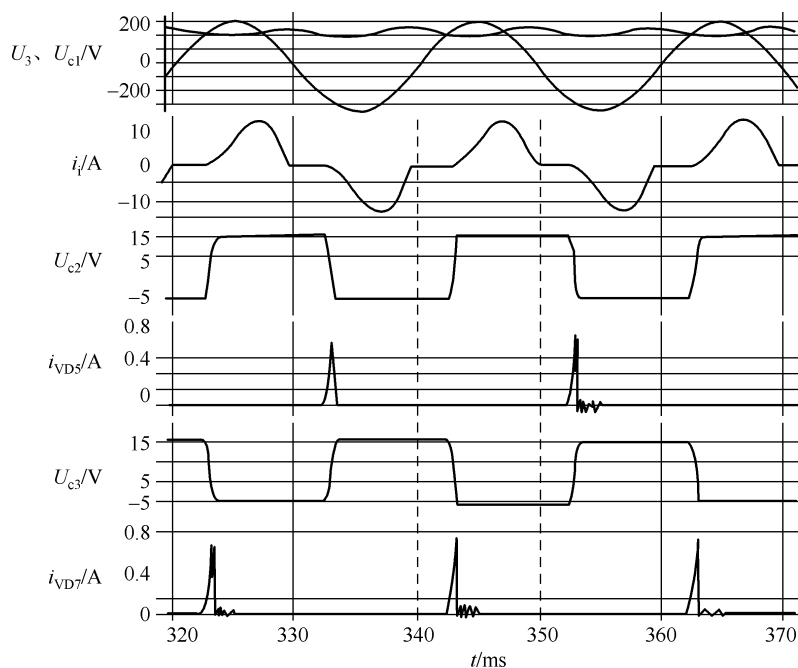


图 1-23 辅助电路的工作波形图

可以采用工程法计算整流二极管的导通角及流过辅助二极管的电流峰值。整流桥后的滤波电容为

$$C_i = \frac{I_{i-av(max)} t_{off}}{U_{ripple}} \quad (1-8)$$

式中, t_{off} 为半个工频周期内整流桥的关断时间, 取 6ms; $I_{i-av(max)}$ 为输入最大平均电流, 根据电路设计, 取 0.8A; U_{ripple} 为滤波电容上的电压纹波。

由输出功率得到滤波电容值为 240μF, 代入式 (1-8) 可得滤波电容上的电压纹波

$U_{\text{ripple}} = 20\text{V}$ 。设辅助二极管的开通时间为 t_1 ，整流桥的开通时间为 t_2 ，则有

$$U_m \sin t_1 = U_m - U_{\text{ripple}} - U_{c2} \quad (1-9)$$

$$U_m \sin t_2 = U_m - U_{\text{ripple}} \quad (1-10)$$

则可得到所增大的导通时间 Δt 为

$$\Delta t = t_2 - t_1 \quad (1-11)$$

将 $U_m = 310\text{V}$ 代入式 (1-9) 和式 (1-10)，可得 $\Delta t = 0.4\text{ms}$ （对于工频 50Hz ，相当于增加导电角 7.2° ）。导通期间，电流峰值由电容 C_2 、 C_3 的大小和负载的大小情况决定，因此 C_2 、 C_3 一般选取得较小，以保证无论负载情况如何变化，电容电荷都会在整流二极管开通后迅速释放。这里的 C_2 、 C_3 取 $22\mu\text{F}$ 。

例如， 150W 双管正激电路有 5 路输出： 12V ， -12V ， 5V ， $+5\text{Vsb}$ ， 3.3V 。“ $+5\text{Vsb}$ ”是一个电源管理功能，称为 StandBy，它可以让操作系统直接对电源进行管理。电源的“ $+5\text{Vsb}$ ”可以不间断地供应给电子设备主控制板一个非常微小的 10mA 电流，使计算机总处于待机状态，从而实现远程开关机功能。电路采用 SiMatrix 仿真软件对输入电流进行傅里叶分解，得到的电流谐波如图 1-24 所示，图中的波形①为传统的无源滤波型功率因数校正电路的电流分解图，波形②为改进型无源滤波型功率因数校正电路的电流分解图。由图可知，波形①含有较大成分的 2 次、4 次等谐波，而波形②不仅消除了偶次谐波，而且 3 次、5 次等奇次谐波也有不同程度的降低，因此功率因数有所提高，总谐波畸变有较大降低。

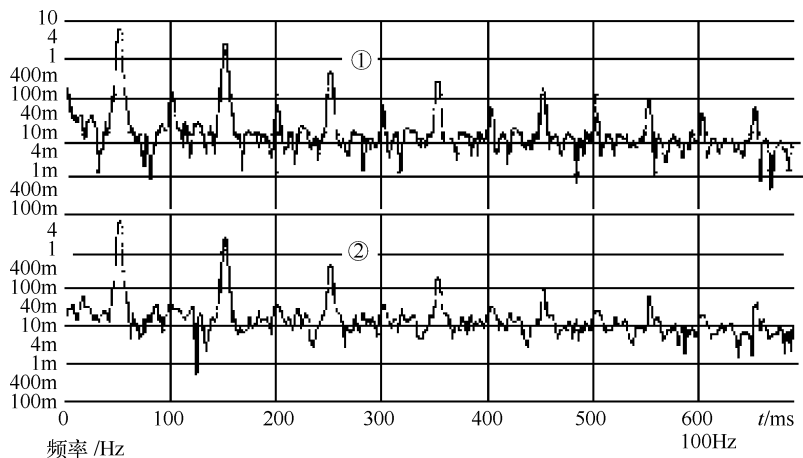


图 1-24 输入电流的谐波分布对比图

实验电路的功率因数及谐波成分的测量采用的是基于 HPI/O 库建立的虚拟仪器测试平台，该测试平台采用了 IEEE-488 GPIB 标准。测量仪器通过数据采集卡将测量的数据传给计算机，然后由控制软件进行分析处理，以得到详细而精确的测量结果。功率因数采用 HP 交流电源分析仪图形界面（HP AC Source GUI）测量；谐波分布采用 HP 谐波及闪烁测试系统（Harmonic Flicker Test System）测量。图 1-25 及图 1-26 为采用虚拟实验平台测得的电压、电流波形及电流的谐波成分图。实验条件：输入电压为 220V ；各路输出电流为 2A ；输出功率为 75W 。

如图 1-25 所示为传统无源功率因数校正电路的电压、输入电流及谐波电流，其功率因数为 0.75 ， $\text{THD} = 62\%$ ；其奇次谐波都低于 IEC1000-3-2 CLASSD 标准，但裕度较小，且



含有较高的偶次谐波。

如图 1-26 所示为改进型无源功率因数校正电路的电压、输入电流及谐波电流，其功率因数提高至 0.79， $\text{THD} = 57\%$ ；虽然其奇次谐波降低不多，但提高了谐波裕度，同时基本消除了偶次谐波。

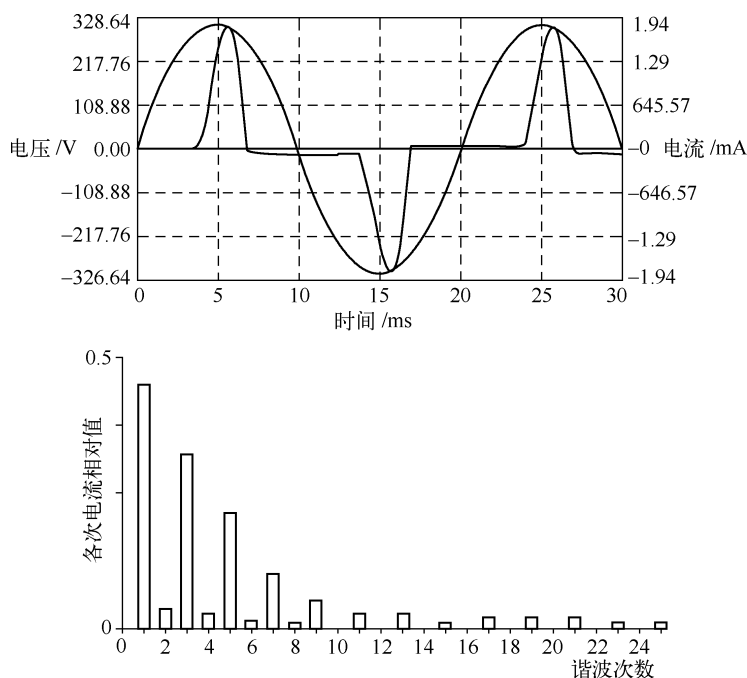


图 1-25 传统无源功率因数校正电路的电压、输入电流及谐波电流图

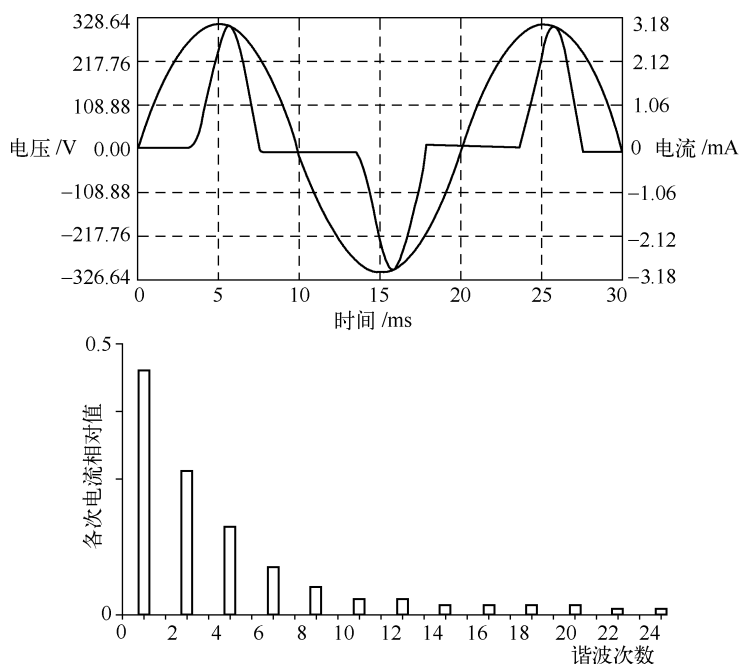


图 1-26 改进型无源功率因数校正电路的电压、输入电流及谐波电流图



改进方法

通过辅助电路改进无源功率因数校正电路的方法是：通过并联电容充放电来增大整流电路二极管的导通角，从而提高功率因数及减小电流谐波成分，特别是消除无源功率因数校正电路中存在的偶次谐波问题，使得电路能更好地满足 IEC1000-3-2 标准，具有较高的实用价值。

1.2.3 单相无源功率因数校正整流电路拓扑

无源功率因数校正电路不产生电磁干扰，但尺寸及质量大，并且在多数情况下增加了直流输出阻抗。然而，一些简单的无源功率因数校正电路（如 LC 滤波器的基本单相整流器和 LCD 滤波器电路）是非常经济的，它们被广泛应用在许多低成本的电力电子设备中。如果它们的尺寸能够进一步减小，则无源功率因数校正技术将有广阔的应用前景。

1. 电路拓扑和工作原理

典型的无源功率因数校正技术就是利用电容和二极管网络构成填谷（Valley Fill）式的功率因数校正整流电路，其基本结构如图 1-27（a）所示。当输入电压高于 C_1 和 C_2 上的电压时，两个电容处于串联充电状态；当输入电压低于电容 C_1 和 C_2 上的电压时，两个电容处于并联放电状态。由于电容和二极管网络的串并联特性，所以这种结构增大了二极管的导通角，从而使输入电流的波形得到了改善。用一个电阻或电感与二极管 VD_2 串联可进一步改善输入电流波形，而且这种无源功率因数校正方法可使功率因数达到 0.9 以上。

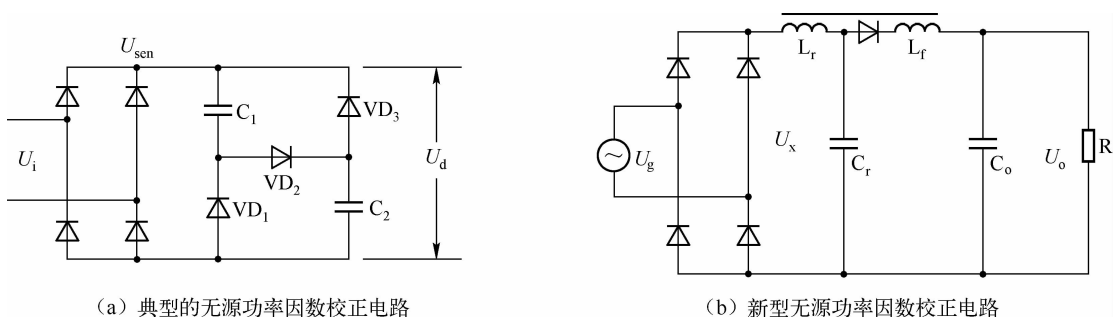


图 1-27 无源功率因数校正电路

这种方式虽然能够获得较高的输入功率因数，却不能很好地抑制输入电流的谐波含量。一种新型无源功率因数校正电路如图 1-27（b）所示。这个电路称为 TCL 整流电路，由传统的 LC 滤波器电路附加一个抽头电感、一个小电容和一个二极管构成。图 1-28 给出了该电路的主要波形，这些波形由 PSPICE 仿真获得。为分析工作波形，将其划分为以下 4 个时间段。

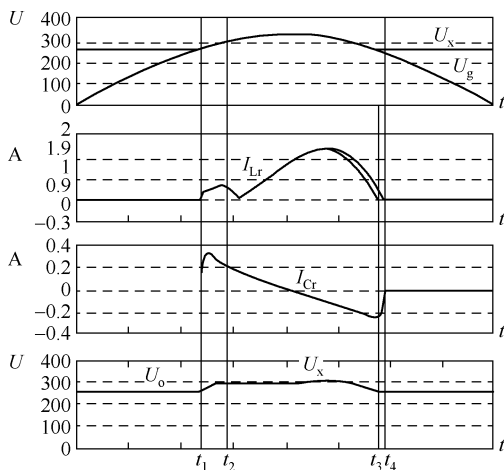


图 1-28 电路的主要波形



差别

TCL 整流器与基本 LC 滤波器的主要差别是由谐振支路产生的附加电流分量在两个方面改变了输入电流波形：一是降低了低次谐波分量；二是减小了电流峰值。

LC 滤波器电路的扼流电感设计主要决定于电流的低次谐波分量，而且主要是三次谐波电流的限制规定。TCL 整流电路可以减少输入电流的低次谐波分量，相应的，可以设计更小和更低成本的电感来满足电磁兼容标准。

2. 设计分析

功率因数校正电路参数的设计取决于设计的目标，其中主要的目标是以最低的成本来满足电磁兼容标准 [IEC1000-3-2]，以实现高性能价格比。

1) 输入电流的分析

由图 1-27 所示的电路可知，输入电流波形由两个因素影响：直流侧扼流电感和附加谐振电路。考虑到输入电流波形是由两个非线性电路叠加获得的，因此要想写出相关电路变量的数学表达式是困难的。然而，通过采用 OrCAD PSPICE 软件仿真很容易获得输入电流的波形。也就是说，通过仿真可以获得各种功率水平满足电磁兼容标准的电路电感值和电容值。需要说明的是，输出电容也对输入电流波形有重要的影响，但它的值由传统 AC/DC 变换器的保持时间所决定（如 10ms 或 20ms）。

满足电磁兼容标准的最小扼流电感值与输出功率的函数关系如图 1-29 所示。通过下面的分析，优化设计图 1-27 所示的电路，可以减小最小扼流电感值。

在图 1-27 中附加谐振电路支路 and 二极管后，电感和谐振电容与功率的函数关系如图 1-30 所示。如果改变谐振电路参数，输入电流波形也将相应地改变。合理设计、选择谐振电路参数，输入电流的低次谐波分量将减少，尤其是三次谐波分量，而扼流电感的尺寸大小主要由三次谐波决定。然而谐振电路支路的存在也同时增加了高次电流谐波分量，因此为了以最低成本，也就是最小电

t_1 时刻：当瞬态电源电压 U_g 上升到谐振支路电压 U_x 时，谐振电路开始导通。在这个时间段，扼流电感上没有电流流过。

t_2 时刻：当瞬态电源电压 U_g 上升到输出电容电压时，电流开始通过扼流电感。

t_3 时刻：流过谐振支路和扼流电感的电流同时开始减少，同时输入电流开始减少到零。

t_4 时刻：流过谐振支路和扼流电感的电流同时减少到零，在这个期间，TCL 整流器的任何元件都没有流过电流，只有输入电容提供给负载能量。

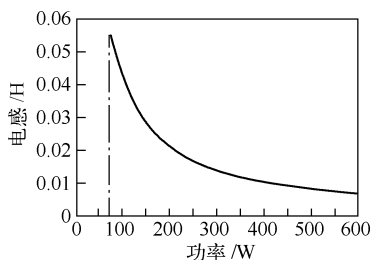


图 1-29 最小扼流电感值与输出功率的函数关系

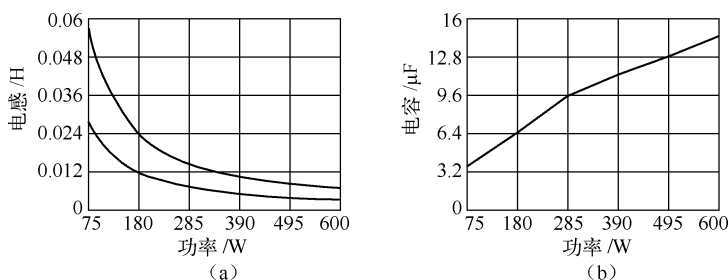


图 1-30 电感和谐振电容与功率的函数关系

感尺寸满足电磁兼容标准，必须在设计中获得高次谐波与低次谐波的平衡。

当谐振电容太小（如零）或太大（ $14.7\mu\text{F}$ ）时，功率因数校正整流电路不能满足电磁兼容标准，这是因为某些高次电流谐波分量超过 D 类电流谐波的限制规定。因此，应设计适中的谐振电容（如 $4.7\mu\text{F}$ ）。

2) 满足标准的电路设计

由上述分析可知，必须合理设计谐振电路使得扼流电感的尺寸比原有基本 LC 滤波器电路小。在这样的情况下，输入电流的低次谐波分量少于电磁兼容标准给出的规定，而高次谐波分量又没有增加许多。这种设计分析方法可以应用在 IEC1000-3-2 电磁兼容标准中，D 类电流谐波限制规定的所有功率范围（75 ~ 600W）中的任一功率水平。本设计的 LC 滤波器的电感值为传统基本电路的一半而且满足电磁兼容标准。从图 1-30（a）中可以看出，满足电磁兼容标准的最小电感值是原来的一半。而在所有的应用功率范围中，抽头电感的匝数比保持恒定，在本设计中是 7:1。同时，本设计也计算了满足电磁兼容标准的谐振电路的电容。

图 1-30 给出的是计算仿真结果。由该图可知，D 类电流谐波限制给出的是相对值，与应用的功率水平有关；输入电流波形在整个功率范围是非常相近的。

3. 实验结果

下面构建实验电路以验证计算机的仿真结果。实验电路的设计参数选择如下： $L_r = 0.45\text{mH}$ ， $C_r = 4.7\mu\text{F}$ ， $L_f = 23\text{mH}$ ， $C_0 = 100\mu\text{F}$ ， $R = 1\text{k}\Omega$ ，额定电源电压是 $230\text{V}_{\text{rms}}/50\text{Hz}$ ，额定输出功率为 100W 。

图 1-31 给出了额定条件下的输入电流波形。在这个实验电路中，谐振电路电容是 $4.7\mu\text{F}$ 。分析比较电流波形与计算机仿真结果，发现它们基本一致。通过分析可知，输入电流谐波分量满足 IEC1000-3-2 电磁兼容标准，如图 1-32 所示。

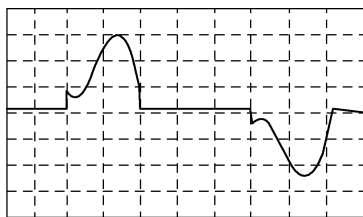


图 1-31 输入电流波形

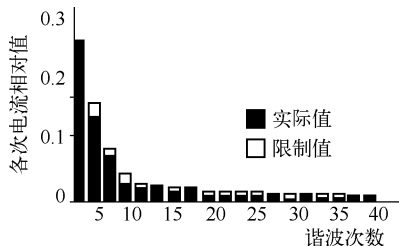


图 1-32 实验谐振波与 D 类标准限制的比较



图 1-33 给出了谐振电路电容为 $14.7\mu\text{F}$ 的输入电流波形。从图中可以看出，随着电容的增加，初始谐振作用更为显著和有较大的 di/dt 。相应的，高次电流谐波分量增加并且不满足电磁兼容标准。

图 1-34 给出了谐振电路电容不存在情况下的输入电流波形。这时，输入电流谐波分量也不能满足电磁兼容标准；而且此电路的低次电流谐波分量也超出了标准限制规定。

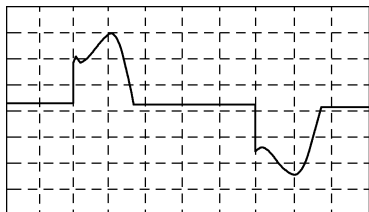


图 1-33 谐振电路电容为 $14.7\mu\text{F}$ 的输入电流波形

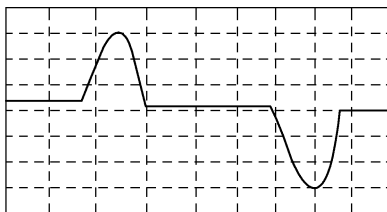


图 1-34 谐振电路电容不存在情况下的输入电流波形



结构特点

TCL 整流器是由基本全桥 LC 滤波器通过使用抽头电感和附加电容、二极管构成的。与原有的基本全桥 LC 滤波器相比，该电路能够以小得多的电感尺寸来满足电磁兼容标准。电感尺寸的减小是因为通过合理的设计，TCL 整流器可以减少输入电流低次谐波分量，但是高次谐波分量也同时增加。适当设计可以使它符合标准的限制规定。

4. 250W 计算机电源中的无源功率因数校正电路

图 1-35 给出了带无源功率因数校正电路的 250W 计算机电源的输入电路。连接在 PFC 电感中心抽头的输入电压范围开关在 230V 位置上（开关断开）时，电感线圈的两部分都使用，整流器为全桥；在 115V 位置上时，只使用左半部分电感和整流桥的左半部分，电路为半波倍压模式。例如，为 230V_{ac} 输入的全波整流器，则在整流器的输出端将产生 325V_{dc} 。这个 325V_{dc} 总线电压是没有稳压的，它会随着输入电压而上下变动。

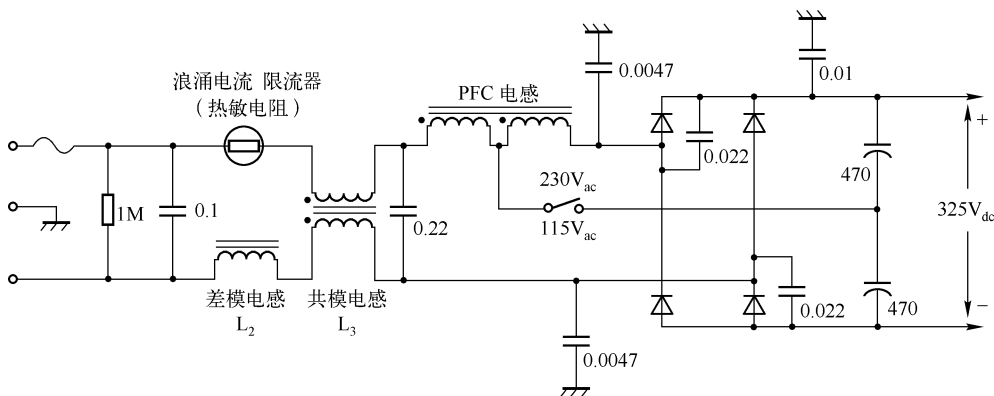


图 1-35 带无源功率因数校正电路的 250W 计算机电源的输入电路

尽管无源功率因数校正电路的特点是简单，但是它仍有一些缺点。首先，巨大的电感限制了它在许多应用中的实用性。其次，如上所述，为了能在全球范围内使用，需要一个

输入电压范围开关。增加该开关会增大因操作者错误（如开关位置选择错误）而给用电系统带来的风险。最后，未稳压的总线电压会提高 PFC 电路后的直流-直流转换器的成本，并降低其效率。



1.3 有源功率因数校正（APFC）电路

无源功率因数校正利用电感和电容组成滤波器，对输入电流进行相移及整形，这种早期的电路体积大而笨重，且功率因数不高。自 20 世纪 90 年代以来，有源功率因数校正（Active Power Factor Correction, APFC）技术得到了迅速推广。它在桥式整流器与输出电容滤波器之间加入了一个功率变换电路，将输入电流校正成与输入电压相位相同且不失真的正弦波，使功率因数接近于 1。交流输入电压经桥式整流后，得到全波整流电压 U_L （也称线路电压），再经 DC/DC 变换后，通过控制器使输入电流的平均值（ I_{avg} ）能自动跟随全波整流电压基准（ U_{REF} ）的变化，并获得稳定的直流高压输出（通常 $U_0 = +400V$ ），给负载提供直流电压源。

1.3.1 APFC 主电路结构

1. APFC 电路的工作原理

APFC 电路是抑制电流谐波，提高功率因数最有效的方法，其工作原理如图 1-36 所示：交流输入电压经全波整流后，再经 DC/DC 变换，通过相应的控制使输入电流的平均值自动跟随全波整流电压基准，同时保持输出电压稳定。APFC 电路有两个反馈控制环：输入电流环，使 DC/DC 变压器的输入电流与全波整流电压波形相同；输出电压环，使 DC/DC 变换器的输出电压稳定。在 APFC 电路中，DC/DC 变换器会使输入电流与输入电压都为全波整流波形，并且相位相同。

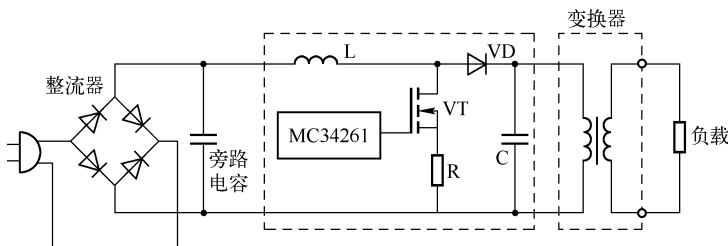


图 1-36 APFC 电路的工作原理（作为前置变换器）

在图 1-36 所示电路中，APFC 电路作为前置变换器，由高频开关 VT、电感 L、二极管 VD、电容 C 及控制电路组成。其工作过程是：当输入交流电压过零点时，控制电路控制 VT 导通，电感 L 流过电流而储能，然后 VT 关断，电感电流经二极管 VD 给电容 C 充电，将电感储能转移到电容上，接着 VT 再次导通、关断，如此重复，精确控制 VT 每次导通的时间或控制通过 VT 的电流，使输入电流波形跟随电压波形，从而提高功率因数，减小谐波分量。

APFC 主电路采用了 DC/DC 开关变换器，其中 Boost 变换器由于具有电感电流连续，储



能电感也可用做滤波器抑制 RFI 和 EMI 噪声, 电流波形失真小, 输出功率大及共源极工作, 驱动电路简单等优点而被广泛使用。除采用 Boost 变换器外, buck - boost、flyback、SEPIC、cuk 变换器都可用做 APFC 的主电路。目前使用最广泛的是 Boost 型 APFC 电路。它的峰值开关电流近似等于输入线电流, 而输出电压比输入电压的峰值高。同时, Boost 型 APFC 电路还具有以下优点。



优点

- ① 输入电路中的储能电感 L 适用于电流型控制。
- ② 电容 C 储能大、体积小。
- ③ 输入电流连续, 且在输入开关瞬间峰值电流小, 易于进行 EMI 滤波。
- ④ 输入电感 L 能抑制快速的电路瞬变, 提高电路的工作可靠性。
- ⑤ 电路输出的直流电压高于输入的直流电压。
- ⑥ 在整个输入电压范围内能保持很高的功率因数。

按 APFC 电路输入电流的检测和控制方式, Boost 型 APFC 电路又可分成 CCM 型 (即电感电流 i_L 连续) 和 DCM 型 (即电感电流 i_L 不连续) 两种。CCM 采用乘法器方法来实现 APFC, 而 DCM 则采用电压跟随器方法来实现 APFC。

2. 单相三电平无源无损软开关 PFC 电路

传统的两电平逆变桥臂可以很容易地拆分得到 Buck 和 Boost 电路。采用类似的方法, 也可以

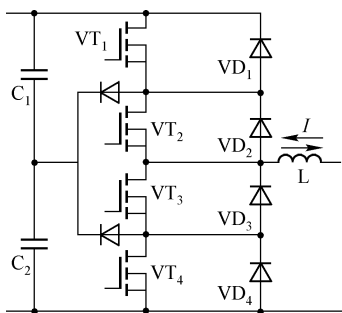


图 1-37 二极管钳位型三电平逆变器单桥臂电路拓扑

将图 1-37 所示的二极管钳位型三电平逆变器单桥臂, 经过适当地改进, 拆分为如图 1-38 (a)、图 1-38 (b) 所示的实用的三电平 Buck 和 Boost 电路。

Boost 电路因输入电流连续, 拓扑结构简单, 效率高等特点, 常被作为单相 PFC 电路拓扑的首选, 但它具有升压特性, 因此在 220V 交流输入的情况下, 输出电压通常需控制在 400V 左右。在升压比例不变的情况下, 若输入电压进一步升高, 相应的输出电压也会随之上升; 或者在输入电压不变的情况下, 希望有高的输出电压。这都意味着 Boost 电路中的功率器件需要承

受 400V 以上的电压应力, 这样一方面增加了器件的开关损耗和通态损耗, 另一方面, 当电压升高到一定程度时, 也给器件的选择带来了困难, 这在希望高压、高频运行的单相 PFC 电路中成了一个很难解决的矛盾。单相三电平 Boost 电路为解决这一矛盾提供了一个很好的途径。三电平控制具有以下特点。

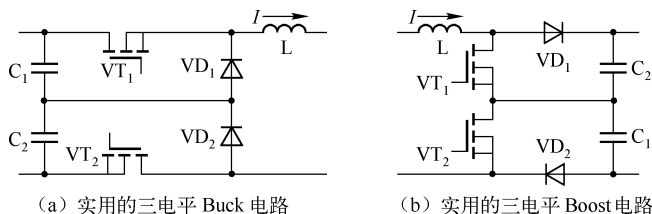


图 1-38 实用的三电平电路拓扑



特点

① 采用三电平拓扑能有效地解决电力电子器件耐压不高的问题。由于每一个开关器件承受的关断电压仅为直流侧电压的一半，所以它适用于高电压、大功率场合。

② 三电平拓扑的单个桥能输出三种电平 ($+U_d/2$ 、 $-U_d/2$ 、 0)，线(相)电压有更多的阶梯来模拟正弦波，使得输出波形失真度减少，因此谐波也大为减少。

③ 多级电压阶梯波减少了 du/dt ，使得负载的绝缘冲击减小。

④ 三电平 PWM 方法把第一组谐波分布带移至 2 倍开关频率的频带区，利用负载的电感能较好地抑制高次谐波的影响。

⑤ 三电平拓扑能产生 $3 \times 3 \times 3 = 27$ 种空间电压矢量，较二电平大大增加；矢量的增多带来了谐波消除算法的自由度，可得到很好的输出波形。

将单相三电平 Boost 电路用做 PFC 的主电路，其控制的基本思想是将工作范围分为两个区域，根据输入电压 U_i 的幅值和二分之一输出电压 ($U_o/2$) 幅值的比较，采用不同的工作模式来实现 PFC 的功能。

三电平 PFC 电路的控制实际上和两电平 PFC 电路的控制没有本质区别，它的主要目的仍是使输入电流跟踪输入电压，但由于特殊的电路结构，需在原有的控制逻辑中附加如下额外的判断条件：

$$L_1 = 1(U_i > U_o/2) \text{ 或 } L_1 = 0 \quad (U_i < U_o/2) \quad (1-12)$$

$$L_2 = 1(U_i > U_2) \text{ 或 } L_2 = 0 \quad (U_i < U_2) \quad (1-13)$$

式中，逻辑 L_1 用来判断工作区域；逻辑 L_2 用来控制中点电压平衡。逻辑 L_1 、 L_2 和来自通常的 PFC 闭环控制的逻辑 L_0 共同作用，决定 PFC 电路工作模式的选择，即不同的开关状态组合。

值得注意的是，在控制方法中，逻辑 L_0 来自输入电流滞环比较器的输出，它是一个变频脉冲信号。若采用如图 1-39 所示的控制方法，其逻辑 L_0 是来自 UC3854 的定频脉冲信号，正是这个区别，使得最终得到的开关管门极信号几乎为定频（因为逻辑 L_1 、 L_2 的比较器为回差较大的滞环比较器，所以它们的变化频率远低于 L_0 ），从而不仅方便了输入电感的取值，而且为无源无损软开关的实现提供了便利条件。

1) 电路拓扑和基本原理

尽管采用三电平 PFC 的拓扑结构，在相同的输出电压条件下，开关管的电压应力会减低一半，从而使得相应的通态损耗和开关损耗有所减小，但当开关频率较高时，这些损耗依然可观，因此，使用软开关技术来进一步提高效率仍然是必要和有意义的。软开关技术从广义上可分为有源软开关技术和无源软开关技术两大类。

有源缓冲电路、RCD 缓冲电路、谐振变换器、无源无损缓冲电路是常用的软开关技术。其中，有源缓冲电路通过增添辅助开关减少了开关损耗，但也增加了主电

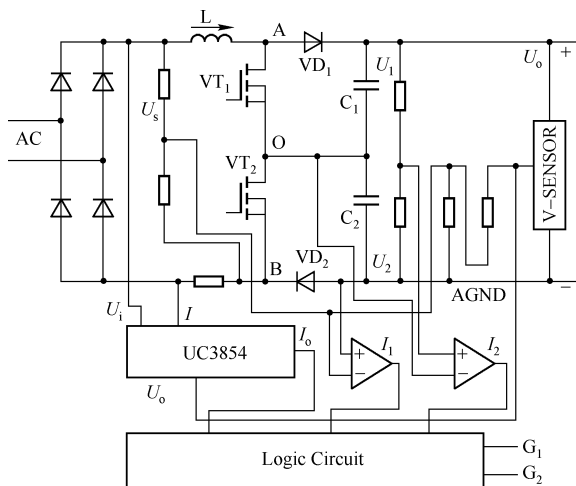


图 1-39 单相三电平 PFC 电路的控制框图



路和控制电路的复杂程度，从而增大了性价比，但同时也降低了可靠性；RCD 缓冲电路虽然结构最简单，价格最便宜，但由于电阻消耗了能量，效率较低，所以在各种软开关技术中其性能最差；而谐振变换器虽然实现了 ZVS 或 ZCS，减少了开关损耗，但谐振能量必须足够大，才能创造 ZVS 或 ZCS 条件，而且谐振电路中的循环电流较大，因此还必须在特定的软开关控制器的控制信号下工作，从而增加了通态损耗和成本，降低了可靠性。与上述三种方法不同，无源无损缓冲电路既不使用有源器件，也不使用耗能元件，因而兼具以上三种方法的优点。其结构与 RCD 缓冲电路一样简单，其效率与有源缓冲电路、谐振变换器一样高，但其电磁干扰小、造价低、性能好、可靠性高，因而获得了广泛的应用。

目前，无源无损缓冲技术虽已比较成熟，但在国内外仍不时有新的拓扑和研究成果发表。无源无损缓冲电路虽然无法像有源软开关方案那样，在超前或滞后主开关的控制时序下吸收能量或供给能量，以创造出真正的 ZVS 或 ZCS 条件，但它通过将开关期间的电压与电流波形错开，使两者的重叠面积最小，可以显著降低开关损耗。虽然对开关器件内寄生结电容的放电损耗无法被无源无损缓冲电路所消除，但此种损耗较其他开关损耗低得多，对于提高整体效率的作用较小。考虑到无源无损缓冲电路没有引入辅助有源器件，与其他软开关方案相比，它没有增加额外的辅助有源器件损耗，在同样的开关损耗功率降低情况下，它可以获得更高的效率。因此，它被广泛地应用于 PWM 变换器中。

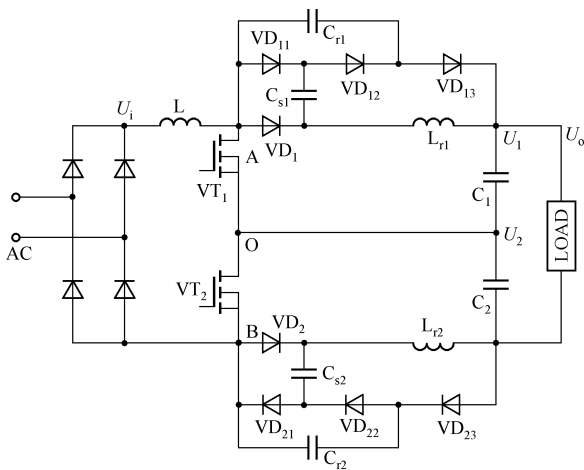


图 1-40 三电平无源无损软开关电路拓扑

这里给出一种无须附加额外检测和控制三电平无源无损软开关电路拓扑，如图 1-40 所示。附加的无源无损软开关单元是现有单端电路无源无损软开关最简单的拓扑之一，由一个谐振电感 L_{r1} ，一个谐振电容 C_{r1} ，一个储能电容 C_{s1} 和三个二极管 VD_{11} 、 VD_{12} 、 VD_{13} 组成。电感 L_{r2} 和电容 C_{r2} 、 C_{s2} 之间的谐振实现了开关管的零电流开通和续流二极管的零电压关断，以及开关管的零电压关断和续流二极管的零电压开通。同时，每个周期 C_{s1} （ C_{s2} ）收集这些谐振能量，并最终将其转移到负载，实现了吸收电路的无损运行。

2) 工作过程分析

在分析工作过程之前做如下假设。

假设
条件

- ① 除续流二极管外，所有器件均为理想器件。
- ② 输入电感 L 的值远大于谐振电感 L_{r1} （ L_{r2} ）的值。
- ③ 输出电容足够大，输出电压恒定。

由于电路结构的对称性，所以这里仅分析 VT_1 和 VD_1 之间的换流过程。每周期工作过程分为 8 个阶段，分析如下。

(1) 阶段 1 ($t_0 < t < t_1$)。假定在 t_0 时刻之前， VT_1 关断， VT_2 、 VD_1 导通，电路处于 VT_2 导通， VD_1 续流的稳定工作状态。 t_0 时刻， VT_1 开通，由于谐振电感 L_{r1} 的存在， VD_1 的电流值从输入电流 I_i 开始以一定斜率线性减小，同时



VT₁ 的电流从零开始以相同的斜率线性上升, 实现开关管 VT₁ 的零电流开通。

(2) 阶段 2 ($t_1 < t < t_2$)。t₁ 时刻, VD₁ 反向恢复结束, VD₁ 关断。由于 U_{CS1} 和 U_{Cr1} 等于 0, 所以 VD₁₂ 自然导通, 谐振电感 L_{r1}、储能电容 C_{s1}、谐振电容 C_{r1} 开始谐振, VD₁ 的端电压从零谐振上升, 实现 VD₁ 的零电压关断。

(3) 阶段 3 ($t_2 < t < t_3$)。t₂ 时刻, C_{r1} 充电至 U₁, VD₁₂ 导通, U_{cr1} 保持恒定。L_{r1}, C_{s1}, VD₁₂, VD₁₃ 开始第 2 个谐振过程。t₃ 时刻, I_{Lr1} 等于零, 第 2 个谐振过程结束, L_{r1} 中的能量完全传递到 C_{s1} 中。

(4) 阶段 4 ($t_3 < t < t_4$)。t₃ 时刻, I_{Lr1} 减小到零, VD₁₂, VD₁₃ 关断。之后, C_{r1}、C_{s1} 的电压保持不变, 电路进入 VT₁、VT₂ 导通的稳定运行状态。

(5) 阶段 5 ($t_4 < t < t_5$)。t₄ 时刻, VT₁ 关断, 输入电流经 VD₁₃ 对 C_{r1} 放电, 开关管电压从零开始上升, 实现 VT₁ 的零电压关断。

(6) 阶段 6 ($t_5 < t < t_6$)。t₅ 时刻, C_{r1} 放电到零, VD₁₁, VD₁₂ 导通, 因此 L_{r1} 的端电压等于 U_{cs1}, C_{s1} 通过 L_{r1} 向输出端谐振放电, 这个阶段的电路方程与阶段 2 类似。

(7) 阶段 7 ($t_6 < t < t_7$)。t₆ 时刻, 电感电流 i_{Lr1} 上升到 I_i, VD₁₂ 和 VD₁₃ 关断, 电流 I_i 继续通过 VD₁₁ 使 C_{s1} 放电, U_{cs1} 的缓慢变化为 VD₁ 的零电压开通提供了条件。

(8) 阶段 8 ($t_7 < t < t_8$)。t₇ 时刻, C_{s1} 放电到零, VD₁₁ 关断, 同时 VD₁ 自然开通, C_{s1} 中的存储能量完全传递到负载, 负载电流通过 VD₁ 输出, 电路又回到与 t₀ 开始时刻相同的稳态运行阶段, 等待下一个开关周期的到来。

3) 软开关电路参数的设计

从上述工作过程可以得出以下几个设计要点。

(1) 从减小开关管 VT₁ 开通时的 di/dt, 以及减小续流二极管 VD₁ 反向恢复电流所造成的损耗角度看, 应该选择尽可能大的 L_{r1}。

(2) 在阶段 6, VD₁₂ 和 VD₁₃ 必须在 C_{s1} 放电到零之前自然关断, 否则 VD₁₁、VD₁₂、VD₁₃ 将在整个开关周期中一直保持导通, 从而使 VT₁ 失去软开关的条件, 为此, 下面的不等式必须满足:

$$\frac{1}{2}L_{r1}I_{rr}^2 + \frac{1}{2}C_{r1}U_1^2 > \frac{1}{2}L_{r1}I_i^2 \quad (1-14)$$

式 (1-14) 表明, 应选择较大的 C_{r1} 并希望 I_{rr} 较大。但 C_{r1} 越大, 开关管 VT₁ 的电流应力和续流二极管 VD₁ 的电压应力也将越大。因此, L_{r1}, C_{r1} 的取值应综合考虑, 折中选取。

利用电路拓扑结构的改进, 提高开关电源的电压和功率等级的多电平变换技术, 可改善 PFC 技术, 以及提高系统效率、改善开关电源 EMI 特性的软开关技术, 是目前电力电子技术领域的 3 个研究热点。无源无损缓冲电路不仅实现了三电平 PFC 的基本功能, 大大降低了开关管的电压应力, 而且实现了开关管和续流二极管的软开关运行, 提高了系统效率, 这说明无源无损缓冲电路已成为实现软开关的重要技术之一, 它同时也是具有实用价值的电路拓扑。

3. 基于 SEPIC 的 PFC 电路

传统的功率因数校正电路由 Boost 电路构成, 这种电路控制复杂, 输出电压比输入高, 难以实现输入、输出的电气隔离; 由反激电路构成的功率因数校正电路必须工作在电感电流断续状态, 往往需要大体积的 EMI 滤波器。而 SEPIC 电路用于 PFC 有着其独特的优势:



由于其前级类似于 Boost，从而可以保证输入电流的连续，减小了输入 EMI；而其输出又类似于反激，易于实现电气隔离，为此，SEPIC - PFC 电路正受到越来越多的关注。

单独的 SEPIC 电路只需工作在电流断续状态就能自然实现 PFC。这里所说的断续是指二极管上的电流断续，而输入升压电感上的电流是连续的。在开环工作状态下，其理论功率因数为 1，因此，它无须专用控制芯片。

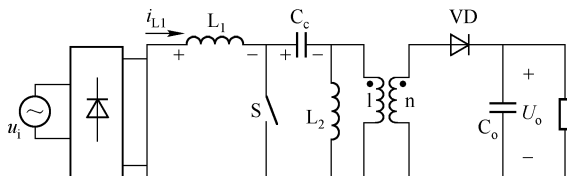


图 1-41 SEPIC - PFC 电路的原理

SEPIC - PFC 电路的原理如图 1-41

所示，输入交流电压为 $U_i = \sqrt{2} U_{i0} \sin \omega t$ 。假设开关频率比母线频率大得多，由“准稳态”的分析方法及 SEPIC 电路的工作原理可知，电容 C_c 上的电压为 $U_{cc} = U_i |\sin \omega t|$ 。在一个开关周期内，该

电路的工作可以分为以下三个模式。

1) 工作模式

(1) 工作模式 1。开关 S 开通时，电路模式如图 1-42 (a) 所示。假定电路工作在二极管电流断续， L_1 电流连续的状态。开关 S 开通前有

$$i_{L1} = -i_{L2} = i_1 \quad (1-15)$$

当 $t_{on} = DT_s$ ，S 导通结束时，如图 1-42 (d) 所示，应有

$$i_{L1pk} = i_1 + \frac{U_i}{L_1} DT_s \quad (1-16)$$

$$i_{L2pk} = -i_1 + \frac{U_i}{L_2} DT_s \quad (1-17)$$

式中， D 为占空比； $U_i = \sqrt{2} U_{i0} |\sin \omega t|$ ； T_s 为开关周期； i_1 ， $-i_1$ ， i_{L1pk} ， i_{L2pk} 分别为开关 S 开通前 L_1 、 L_2 上的电流及此模式结束时 L_1 、 L_2 上的电流。

(2) 工作模式 2。开关 S 关断，VD 导通时，电路模式如图 1-42 (b) 所示，此时， L_1 、 L_2 同时向次级传输能量， C_c 充电。S 关断瞬间，二极管上电流的最大值为

$$i_{Dpk} = \frac{i_{L1pk} + i_{L2pk}}{n} = \frac{U_i DT_s}{nL_{eq}} \quad (1-18)$$

式中， n 为变压器次级与初级匝数之比； $L_{eq} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$ 。

模式 2 结束时应有

$$i_{L1} = i_1 + \frac{U_i}{L_1} DT_s - \frac{U_o/n}{L_1} D' T_s \quad (1-19)$$

$$i_{L2} = -i_1 + \frac{U_i}{L_2} DT_s - \frac{U_o/n}{L_2} D' T_s \quad (1-20)$$

式中， $D' T_s$ 为该模式持续时间。

显然，当 $\frac{U_i}{L_1} DT_s = \frac{U_o/n}{L_1} D' T_s$ 时该模式结束，可以得出该模式持续时间为

$$D' T_s = \frac{nDT_s}{M} |\sin \omega t| \quad (1-21)$$

式中， $M = U_o/U_{i0}$ 。

(3) 工作模式3。开关S关断, VD关断时, 电路模态如图1-42(c)所示, 此时, L_1 、 L_2 上的电流分别为 i_1 , $-i_1$ 。

如图1-42(d)所示, 二极管上的电流 i_o 在一个开关周期的平均值为

$$i_{\text{Davg}} = \frac{(1/2) D' T_s i_{\text{Dpk}}}{T_s} \quad (1-22)$$

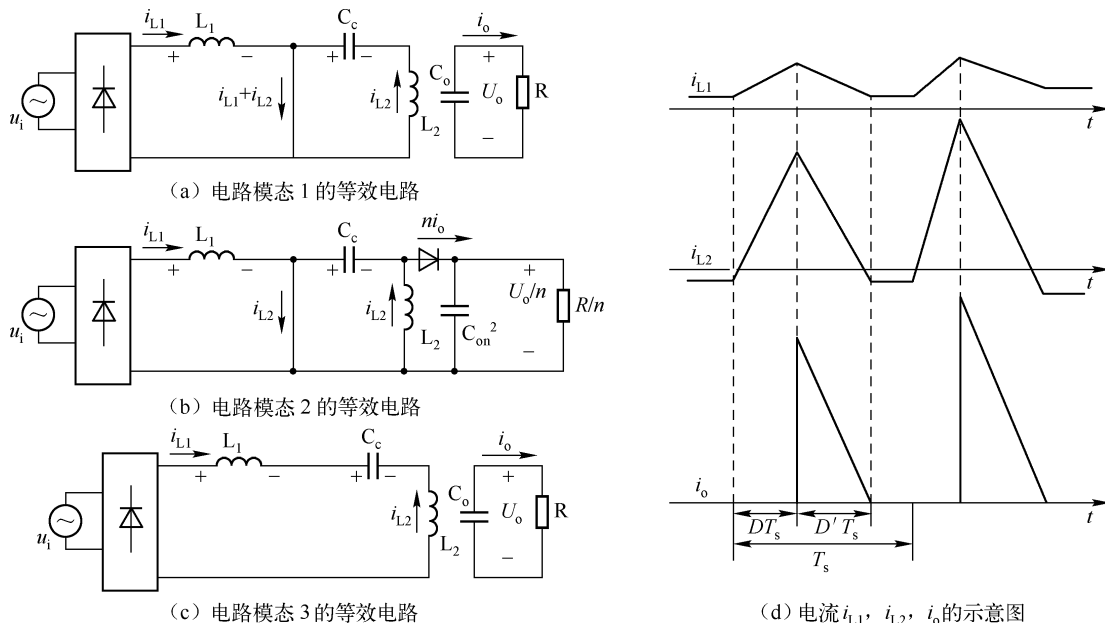


图1-42 电路的3个工作模式等效电路与相关电流示意图

将式(1-18)、式(1-21)代入式(1-22)可得

$$i_{\text{Davg}} = \frac{U_i^2 D^2 T_s}{2L_{\text{eq}} U_o} \sin^2 \omega t \quad (1-23)$$

i_o 在一个母线周期内的平均值为

$$I_{\text{Davg}} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{U_i^2 D^2 T_s}{2L_{\text{eq}} U_o} \sin^2 \omega t = \frac{U_i^2 D^2 T_s}{4L_{\text{eq}} U_o} = \frac{U_o}{R} \quad (1-24)$$

由于在一个开关周期内, L_1 、 L_2 、 C_c 并不吸收能量, 所以有 $u_i i_{\text{in}} = U_o \times i_{\text{oavg}}$, 因此输入电流在一个开关周期内的平均值 i_{in} 为

$$i_{\text{in}} = \frac{U_o}{U_i} i_{\text{oavg}} = \frac{D' T_s}{2L_{\text{eq}}} |\sin \omega t| = I_1 |\sin \omega t| \quad (1-25)$$

式中, $I_1 = \frac{D' T_s U_i}{2L_{\text{eq}}}$ 。

因此, i_{in} 在理论上是一个与 U_i 同相位的正弦量。

2) 输出电压的二倍频纹波

与很多PFC预调节器一样, SEPIC-PFC电路的输出存在二倍频的纹波电压。由式(1-23)、式(1-24)可以得到

$$i_{\text{Davg}} = I_{\text{oavg}} - I_{\text{oavg}} \cos(2\omega t) \quad (1-26)$$



由此可导出二倍频纹波电压 ΔU 为

$$\Delta U = \frac{I_{\text{Davg}} R}{\sqrt{1 + (2\omega)^2 R^2 C_0^2}} \quad (1-27)$$

式中, R 为负载电阻; C_0 为输出滤波电容器。

3) 占空比对于输入电流谐波的影响

由式 (1-24) 可知, 如果占空比固定, 则输入电流是一个理想的正弦量。由于实际稳压需要, 所以往往要加上电压环, 对占空比进行调节。设 $D = \bar{D} + \Delta D$, 假定 $\Delta D \ll \bar{D}$, 则应有

$$D^2 \approx \bar{D}^2 + 2 \bar{D} \Delta D = \bar{D}^2 + \frac{2 \bar{D}^2 \Delta D}{\bar{D}} = \bar{D}^2 + 2 \bar{D}^2 \delta D \quad (1-28)$$

则有

$$i_{\text{in}} = I_1 |\sin \omega t| + 2 \Delta I_1 |\sin \omega t| \quad (1-29)$$

式中, \bar{D} 、 ΔD 、 δD 分别为 D 的平均值, D 的变化量, D 的相对变化量; I_1 为 i_{in} 的直流分量。

显然, 如果 ΔD 是一个时变的量, 输入电流就会出现畸变; 只要占空比的相对变化量是一定的, 其输入电流畸变就是一定的。因此, 为了保证输入电流 THD 的要求, $\Delta D/D$ 应控制在一定的范围内。

4) SEPIC - PFC 电路的主要参数设计原则

(1) 等效电感 L_{eq} 的设计原则。要保证输入电流的正弦性和与 U_i 的同相位性, 必须让电路工作在二极管电流断续和恒占空比状态, 因此有

$$t = DT_s + D'T_s < T_s \quad (1-30)$$

即

$$DT_s + \frac{nDT_s}{M} |\sin \omega t| < T_s \quad (1-31)$$

由此可以得到

$$D[1 + (n/M) |\sin \omega t|] < 1 \quad (1-32)$$

考虑最恶劣的条件 $|\sin \omega t| = 1$, 则应有

$$D < M/(M+n) \quad (1-33)$$

由式 (1-23) 可解得 $D = \sqrt{\frac{L_{\text{eq}} U_o}{RT_s U_i^2}}$, 代入式 (1-33) 可得

$$L_{\text{eq}} < \frac{RT_s}{4(M+n)^2} \quad (1-34)$$

(2) D 与 n 的设计原则。由 $D < M/(M+n)$ 可知, 若 D 与 M 都是已知的, 可得 $n < M\left(\frac{1}{D} - 1\right)$, 这样, 满足电路断续的条件关键在于变压器匝比 n 的选择。如果 n 选择过大, 则 D 必须很小, 由式 (1-34) 可知 L_{eq} 会很小, 一般 $L_1 \gg L_2$, $L_{\text{eq}} \approx L_2$, 这样 L_2 上的电流脉动就会很大; 如果 n 选择过小, L_2 上的电流脉动会减小, 由式 (1-18) 可知 i_{Dpk} 会很大。因此, n 的选取将对电路器件应力有着很大影响。

由式 (1-16) 可知, 在半个线周期内 $i_{\text{Dpkmax}} = \frac{U_i DT_s}{nL_{\text{eq}}}$ 。给定 $i_{\text{Dpkmax}} < I_{\text{Dmax}}$, 其中 i_{Dpkmax} 为

二极管电流的最大值, I_{Dmax} 为二极管允许电流最大值。因 $L_1 \gg L_2$, 所以考虑 $n < M\left(\frac{1}{D} - 1\right)$, 可综合解得 n 的范围为

$$\frac{U_i D T_s}{I_{Dmax} L_{eq}} < n < M\left(\frac{1}{D} - 1\right) \quad (1-35)$$

要使式 (1-35) 成立, 必须满足

$$M\left(\frac{1}{D} - 1\right) > \frac{U_i D T_s}{I_{Dmax} L_{eq}} \quad (1-36)$$

这样, 可以解得 $1 - D > \frac{U_i^2 D^2 T_s}{I_{Dmax} L_{eq} U_o}$, 将式 (1-22) 代入可得

$$I_{Dmax} > \frac{4i_{Davg}}{1 - D} \quad (1-37)$$

显然, 占空比越大, 二极管上的峰值电流就越大, 并且 $D > 0$, 则 I_{Dmax} 必须大于 4 倍的输出平均电流。这里, I_{Dmax} 与变压器匝比无关。不管如何设计, 只要工作在断续状态, 二极管上的峰值电流就一定会大于 4 倍的输出平均电流。

在给定 I_{Dmax} 的情况下又有

$$D < 1 - \frac{4i_{Davg}}{I_{Dmax}} \quad (1-38)$$

(3) 控制电路参数的设计原则。虽然 PFC 电路的工作方式与普通 DC/DC 变换器一样, 但对于控制电路的设计却有本质上的区别。一般 DC/DC 补偿器的原则是提高 DC/DC 变换器的稳定性和抑制开关噪声, 而 PFC 的主要目的在于抑制二倍频的电压纹波。

为了满足 THD 的要求, 输出电压纹波对补偿器输出的影响应在一定的范围中, 即

$$GU < \Delta U \quad (1-39)$$

式中, G 为补偿器在二倍频处的增益; ΔU 为电压纹波; U 为补偿器输出值的直流分量。

由此可以确定电压补偿器的参数范围。如果采用图 1-43 所示的电压补偿器, 应有

$$G(j2\omega) = R_f / [R_B(2\omega R_f C_f + 1)] \quad (1-40)$$

若 $2\omega R_f C_f \gg 1$, 则有

$$|G(j2\omega)| = 1/2R_B C_f \quad (1-41)$$

5) 实例设计及仿真分析

根据以上分析, 以 220V、50Hz 输入, 48V、500W 输出, 50kHz 开关频率为背景设计 SEPIC-PFC 电路, 控制电路采用图 1-43 所示的电压补偿器, 占空比的相对变化量控制在 2%, 滤波电容为 10000 μ F, L_1 可根据输入电流纹波条件进行选取, C_c 可根据式 (1-42) 进行选取:

$$(5\% \sim 10\%) \omega_s = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_{eq}) C_c}} \quad (1-42)$$

如图 1-44 (a) 所示为 $D=0.5$ 时, 按上述原则设计的主电路参数所得到的开环输入电流波形。如图 1-44 (b) 所示为相同主电路参数, $D=0.8$ 时的开环输入电流波形。由于 $D=0.8$ 时电路已不满足断续条件, 所以输入电流畸变 (i_n) 明显变大。

表 1-5 ~ 表 1-7 为在不同的占空比下得到的电路仿真数据。由这组数据可以看出, 在

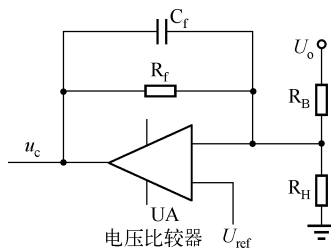


图 1-43 电压补偿器

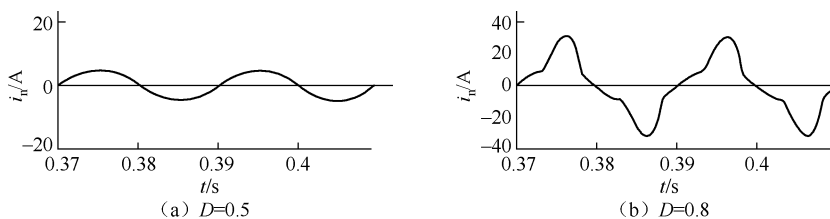


图 1-44 不同占空比下的开环输入电流波形

同一额定占空比的情况下，THD 随着负载的减小而减小。由于占空比的变化率受到控制，所以相同负载、不同额定占空比情况下的 THD 变化不大。随着占空比的增大，输出电压负载调整率在减小，电路稳压能力提高，这与理论分析一致。如图 1-45 和图 1-46 所示分别为额定工作占空比为 0.5，满载和 1/3 载时的输入电压、电流波形，其中幅值较大的为输入电压，较小的为输入电流。

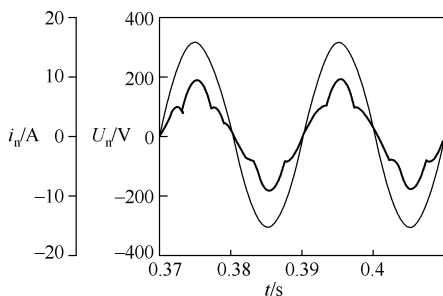


图 1-45 满载时的输入电压、电流波形

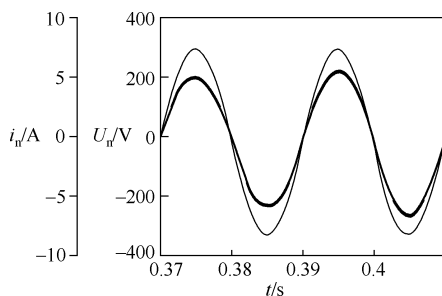


图 1-46 1/3 载时的输入电压、电流波形

表 1-5 $D=0.2$ 的仿真数据

	U_o/U	$\Delta u/U$	THD/%	电压电流的相位角 $\varphi/^\circ$	PF
满载	48.0	2.4	0.15	0.8	0.989
2/3 载	49.2	1.9	0.11	0.5	0.994
1/3 载	51.0	0.6	0.05	0.3	0.999

注： $D=0.2$ ； $n=0.5$ ； $L_1=2\text{mH}$ ； $L_2=38\mu\text{H}$ ； $C_c=0.51\mu\text{F}$ ； $C_f=2.3\mu\text{F}$ ； $R_f=6.9\text{k}\Omega$ 。

表 1-6 $D=0.3$ 的仿真数据

	U_o/U	$\Delta u/U$	THD/%	电压电流的相位角 $\varphi/^\circ$	PF
满载	47.8	2.2	0.17	1.3	0.986
2/3 载	48.5	1.4	0.11	1.1	0.994
1/3 载	50.2	0.7	0.06	0.7	0.998

注： $D=0.3$ ； $n=0.3$ ； $L_1=3\text{mH}$ ； $L_2=87\mu\text{H}$ ； $C_c=0.4\mu\text{F}$ ； $C_f=1.4\mu\text{F}$ ； $R_f=11.4\text{k}\Omega$ 。

表 1-7 $D=0.5$ 的仿真数据

	U_o/U	$\Delta u/U$	THD/%	电压电流的相位角 $\varphi/^\circ$	PF
满载	48.4	2.5	0.16	2.4	0.987
2/3 载	48.9	1.0	0.12	1.9	0.992
1/3 载	49.8	0.6	0.04	1.8	0.999

注： $D=0.5$ ； $n=0.1$ ； $L_1=5\text{mH}$ ； $L_2=242\mu\text{H}$ ； $C_c=0.2\mu\text{F}$ ； $C_f=1\mu\text{F}$ ； $R_f=16\text{k}\Omega$ 。

SEPIC 电路只要工作在断续状态就能实现功率因数校正；占空比的相对变化量越大，THD 就越大，只需控制占空比的相对变化量就可以控制输入电流的 THD；占空比的直流分量越大，输出电压的负载调整率就越小。

1.3.2 单级 APFC 技术

近年来，PFC 技术是电力电子学界的一个热门话题，已经提出了许多 PFC 电路。目前，带有 PFC 的开关变换器通常分为两级结构和单级结构。在两级结构中，第一级类似于 Boost 型 PFC 电路，其目的在于提高输入的功率因数并抑制输入电流的高次谐波；第二级为 DC/DC 变换器或 DC/AC 变换器，其目的在于调节输出以便与负载匹配。由于两级分别有自己的控制环节，所以该电路具有良好的性能，但是其元器件个数太多，与没有 PFC 的相同电路相比，成本约增加 15%。

为了使 AC/DC 电源在满足谐波标准的同时，能够实现低成本、高性能，对单级 PFC 的需求越来越紧迫，特别是在小功率应用场合。单级 PFC 变换器使 PFC 和 DC/DC 级共用一个开关管，只有一套控制电路，同时可实现对输入电流的整形和对输出电压的调节。

1. 单级隔离式变换器的结构



研究
动机

单级功率因数校正电路的功率因数的高低，谐波电流的高低，与电感 L_{in} 的大小、拓扑结构等密切相关，这便是近五六年来研究单级 PFC 结构的真正动机。

单级隔离式 PFC 变换器的结构图如图 1-47 所示，而传统的两级变换的隔离式 PFC 变换器的结构图如图 1-48 所示。比较图 1-47 和图 1-48，可知单级隔离式 PFC 变换器通过控制开关的通/断，同时满足了输入侧高功率因数和输出侧电压的稳定与快速调节。PFC 单元与 DC/DC 变换单元的开关由同一个 PWM 控制信号控制，而两级变换器的控制电路相互独立。

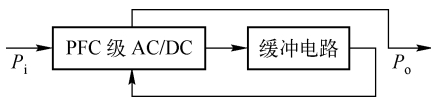


图 1-47 单级隔离式 PFC 变换器的结构图

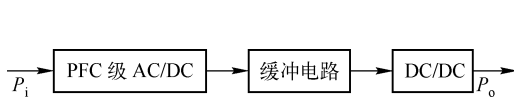


图 1-48 两级变换的隔离式 PFC 变换器的结构图

如图 1-49 (a) 所示为典型的三端式单级 PFC 电路的框图，如图 1-49 (b) 所示为基本的单级 PFC 变换器电路。从图 1-49 (b) 可以看到，典型的单级 PFC 变换器是由 Boost 变换器与基本的功率变换器合成的。两部分共用一个开关管，其中 VD_1 电路是充电电路， VD_2 是放电电路（同时防止开关管关断时电流倒流）。由于控制电路只是完成输出电压整定的任务，所以要求变换电路本身具有自然的 PFC 功能，而 Boost 变换器恰恰具有这种内在的功率因数校正能力。

从图 1-49 (a) 可以看到，典型的 PFC 变换器是直接与交流电路相连的，因此，瞬时输入功率是随时变化的。要想得到稳定的功率输出，储能电容 C_b 是必需的功率平衡手段。但由于整流后的输入电压与负载大小无关，所以负载越轻，积累在 C_b 上的不平衡能量就越多，这导致 C_b 上的电压应力很大，对器件耐压的要求提高。

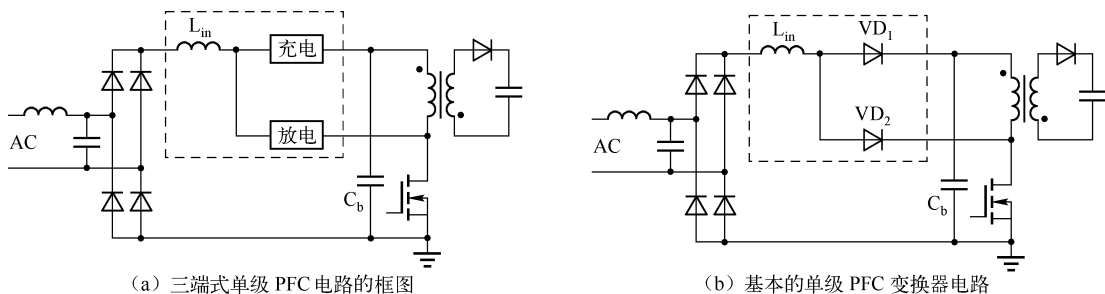


图 1-49 单级 PFC 电路

基于典型单级 PFC 电路的上述特点，在开发新结构的单级 PFC 电路时，应尽可能满足以下几个方面的要求。



要求

- ① 变换器电路要有较好的谐波处理能力，可以满足各种标准的要求。
- ② 变换器要有较好的稳定输出电压能力。
- ③ 变换器的电路拓扑应具有降低电压应力、减少电路损耗的能力。
- ④ 开关管的控制方式应达到较好的校正、输出效果。

2. 新型的单级 PFC 变换器拓扑结构

许多新型的单级 PFC 变换器拓扑结构，基本都是在典型单级 PFC 电路的基础上，围绕减小器件的电压应力、降低电路的损耗而进行的改进。

在实际设计中，常在图 1-49 (b) 所示电路的 VD_1 、 VD_2 两条二极管电路中加入电感等元件，以减少电路的电压应力。如图 1-50 (a) 所示是一个典型例子。它是在图 1-49 (b) 的 VD_1 、 VD_2 两条电路中加入负反馈线圈 W_1 、 W_2 而获得的。当电路开通或关断时，两个电感提供了负反馈电压，减轻了储能电容 C_b 的电压应力，延缓了输入电流的变化。这种方法还有利于输入电感工作在 CCM (Continuous Current Mode) 模式，保持较低的谐波含量。

在实际应用中，还常用到如图 1-50 (b) 所示的双端式单级 PFC 电路。它与三端式单级 PFC 电路类似，但其充、放电电路的连接方法与三端式单级 PFC 电路有差别。实际上，双端式单级 PFC 电路往往与三端式单级 PFC 电路有相对应的关系，两类电路的工作原理及所要实现的目标是基本一致的。

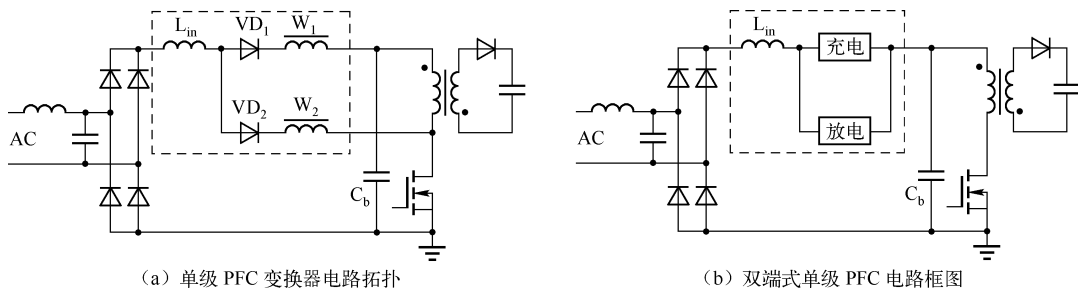


图 1-50 改变的单级 PFC 电路

3. 与其他变换器电路的结合

PFC 技术发展至今已经逐渐融入许多优秀的变换器电路中，这些新的拓扑结构可以很

好地抑制电源输入谐波, 整定输入电流波形, 同时又具有极好的输出特性, 充分发挥了 PFC 电路和功率变换电路的特点。

根据图 1-49 所示的单级 PFC 电路, 可以将 Boost 电路与其他功率变换器结合在一起。如图 1-51 所示的单级全桥 PFC 变换器为将 Boost 电路与全桥变换器合成的单级 PFC 电路, 实际应用时对 VD_{x1} 、 VD_{x2} 的充、放电电路进行改进, 可以得到更好的效果。该电路可以实现对输入电流波形的整定, 同时还可以工作在较大功率场合, 发挥全桥电路的特点。同样, PFC 电路还可以与其他电路结合, 这样也能收到很好的效果。

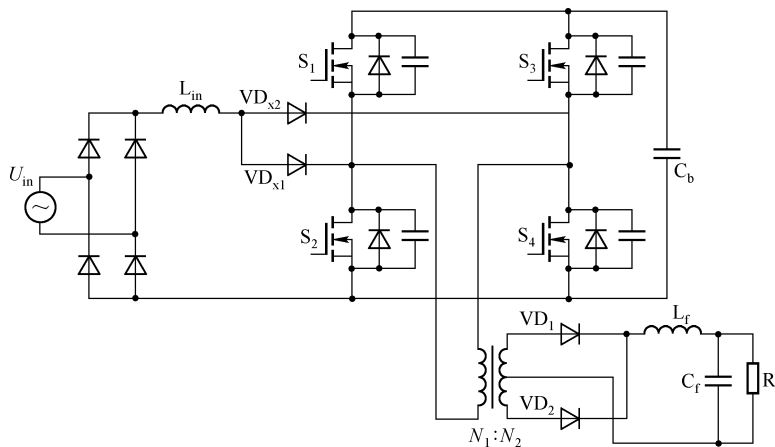


图 1-51 单级全桥 PFC 变换器

4. 有源钳位功率因数校正电路

与普通 DC/DC 变换器相比, 单级式 PFC 变换器具有电压应力大、损耗大等缺点。因此, 人们将有源钳位和软开关等技术应用到单级式 PFC 变换器当中, 使主、辅开关在软开关条件下动作, 以减少损耗或降低电路的电压应力, 从而使单级式 PFC 变换器电路能够得到实际应用。

在图 1-52 所示的电路中, 有源钳位电路由 S_2 、 C_c 构成。主开关 S_1 关断后, C_r 充电, 当 C_r 上的电压 U_r 被充电到 C_c 上的电压 U_c 时, 辅助开关 S_2 导通, 则 S_1 的电压被钳位在 U_c , 从而降低了 S_1 的电压应力。

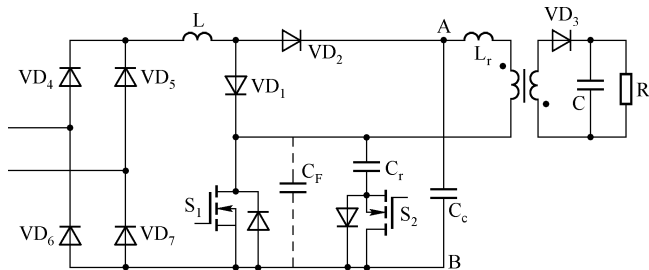


图 1-52 带有源钳位和软开关的 Boost 单级隔离式 PFC 变换器

软开关过程则由谐振电感 L_r 、寄生电容 C_r 的谐振来实现。为了实现零电压开关, 必须适当选择 L_r , 且要求 L_r 的值远小于励磁电感 L_m 的值。 L_r 越大, 越容易满足主开关的 ZVS



(Zero Voltage Switching) 条件, 但 L_r 的增大会增加开关管 S_1 、 S_2 的电压应力, 带来更多的空比丢失; 而 L_r 越小, 输出二极管 VD_3 的电流下降率 di_{VD3}/dt 就会越大, 从而会带来严重的反向恢复问题。

5. 单级隔离式 PFC 变换器的分类

单级隔离式 PFC 变换器大体分为串联式和并联式两种。下面具体介绍各种类型的典型变换器。

1) 串联式单级隔离式 PFC 变换器

如图 1-53 所示为由 Boost 型 PFC 电路与单开关反激变换器组合而成的最基本的单级隔离式 PFC 变换器。它与普通的 DC/DC 变换器相比, 有电压应力较高, 损失较多等缺点。因此, 采用各种软开关技术开发的各类新型单级 PFC 变换器, 具有减少开关损耗、降低开关应力、电路拓扑简单等要点。

如图 1-54 所示为带有再生钳位的 Boost 反激型单级隔离式 PFC 变换器, 它在基本的单级隔离式 PFC 变换器的基础上只增加了再生钳位电容 C_c 和二极管理 VD_d 来构成钳位电路。 C_c 用来钳位开关上电压, VD_d 用来阻止 L_k 、 L_p 、 C_c 、 L 和 C_c 在开关 S 关断时谐振。钳位电路虽然简单, 但它有效地减小了开关应力 (钳位在 $U_c + nU_o$ 上), 通过 C_c 与漏感 L_k 的谐振再生了储存在变压器漏感中的能量, 去除了损耗能量的缓冲电路。而且, 变换器的功率因数可高于 0.99, 而普通的单级 PFC 变换器在相同条件下仅为 0.98 左右。该变换器的 THD 比加缓冲电路时降低 9% 左右, 但其开关在闭合时应力较大, 不是在零电压条件下关断的。

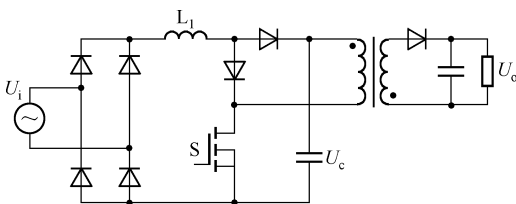


图 1-53 基本 Boost 型单级隔离式 PFC 变换器

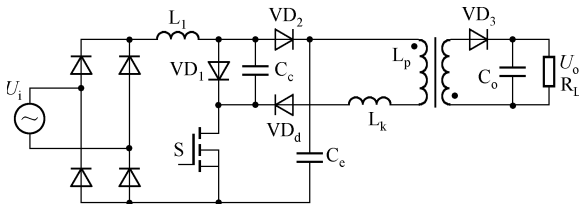


图 1-54 带有再生钳位的 Boost 反激型单级隔离式 PFC 变换器

带有源钳位和软开关的 Boost 反激型单级隔离式 PFC 变换器电路如图 1-55 所示。图中的 S_1 为主开关, S_2 为有源钳位辅助开关。该电路可看成 Boost 单元与反激单元的串联组合。两个单元共用一个主开关 S_1 。 C_r 代表开关 S_1 和 S_2 的总寄生电容; L_k 代表变压器的漏感; C_r 、 L_k 形成串联谐振电路, 实现 S_1 的软开关; C_c 和 S_2 构成有源钳位电路, 限制开关上的谐振电压。

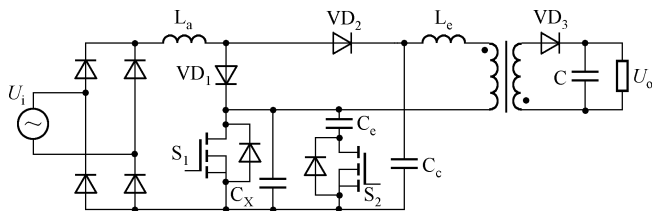


图 1-55 带有源钳位和软开关的 Boost 反激型单级隔离式 PFC 变换器电路



特点

这种电路可再生变压器漏感中的能量，减小电压应力，与前面提到的再生钳位电路类似，但它增加了一个辅助开关，实现了零电压开关，而主开关和辅助开关使用同一个控制/驱动电路。控制电路与没有有源钳位电路的控制电路相同，能够采用常用的 PWM 控制芯片来设计。目前，带有源钳位和软开关的单级隔离式 PFC 变换器广泛应用于各种小功率场合。

2) 单级充电激励式 PFC 变换器

单级充电激励式 PFC 变换器没有用 Boost 或其他变换器作为 PFC 单元；它仅用两个电容来实现 PFC。充电激励式 PFC 单元由谐振电感 L_r 、充电电容 C_a 、 C_s 、输出整流管 VD_x 和钳位二极管 VD_s 组成，如图 1-56 所示。单级充电激励式 PFC 变换器的简单工作原理如下。

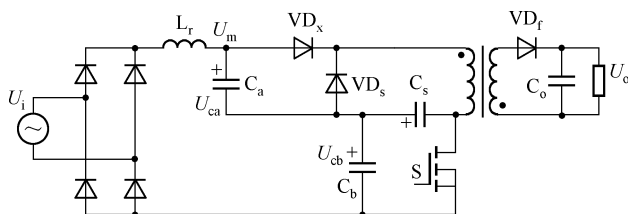


图 1-56 单级充电激励式 PFC 变换器

开关 S 闭合，电容 C_b 上的能量传递给变压器的初级绕组， VD_x 由于加反压而截止， L_r 、 C_a 和 C_s 形成串联谐振从电源吸收能量。在这期间，开关不仅承受 PFC 级的电流，而且还承受 DC/DC 级的电流。当 U_m 达到母线电压 U_B 时， VD_x 开始导通， L_r 上储存的能量传送给 C_b 。由于 U_m 被钳位到母线电压，所以谐振电容电压不变，也就没有电流流过谐振电容，这时开关仅承受来自 DC/DC 级的电流。

开关 S 断开， C_a 及 C_s 放电， C_a 全部放电时， VD_s 导通， C_a 和 C_s 储存的能量送给磁化电感， VD_f 开始导通，磁场能量传送给负载，磁化电流降为零后， VD_f 截止，反向电压 U_{cs} 加到 VD_x 上， VD_f 截止，然后又开始下一个开关周期。

开关 S 在 U_m 被钳位到母线电压时，来自 PFC 单元的电流为零，开关电流仅来自 DC/DC 单元。因此，电流应力很小，与 DC/DC 变换器基本相同。换句话说，PFC 单元不增加动作和开关损耗，变换器有较高的功率变换效率。



优点

这是这种变换器的主要优点，同时，在满载的 0.5% 到满载情况下，其储能电容的电压应力仍低于一般单级隔离式 PFC 变换器中的储能电容电压应力，而且在负载的 0.5% 情况下还能调节输出电压，这使其可应用在某些特殊场合。

3) 全桥式单级 PFC 变换器

图 1-57 给出了 ZVS（零电压开关）全桥式单级 PFC 变换器，它在一般的全桥式 PFC 变换器中增加了一个开关及辅助电路来实现 ZVS，且 ZVS 可在大的负载范围内实现，同时它具有小的电压、电流应力，开关损耗几乎为零，EMI 噪声很低。变压器次级部分的整流二极管在 ZCS（零电流开关）和 ZVS 下动作，初级有源器件在 ZVS 下动作。

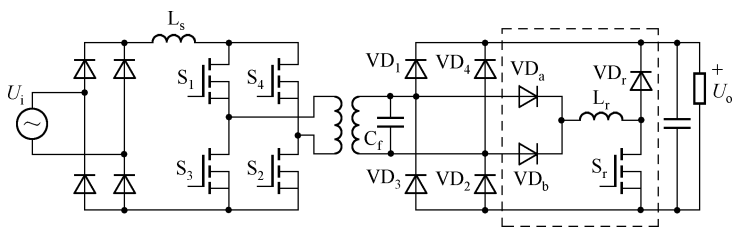


图 1-57 ZVS 全桥式单级 PFC 变换器

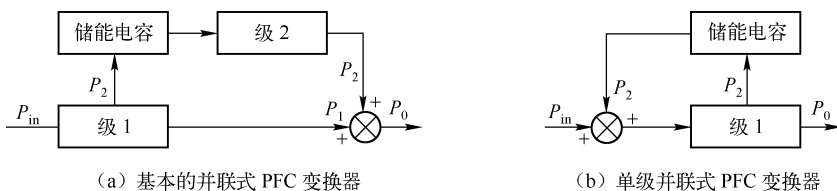


特点

这个特点很重要的原因是在高电压、高频率开关电源的开关损失中，主要的损失是由二极管的反向恢复损失产生的，而不是由有源器件产生的。这种变换器可应用在较高功率场合，但存在电路拓扑复杂，需要器件较多，增加费用的缺点，而且辅助开关的峰值电流应力比主开关的要高，但有效电流应力低。

4) 单级并联 PFC 电路

基本的并联式 PFC 变换器如图 1-58 (a) 所示，此变换器在一个周期中，PFC 级无须处理所有的传输功率，这是该变换器的基本特征。对于该并联式 PFC 变换器，其输入/输出功率关系如图 1-59 (a) 所示。在 $t_0 \sim t_1$ 时刻， $P_{in} > P_0$ ，功率 P_1 经主电路传输到输出侧，无须经过 PFC 级，多输入的功率 $P_{in} - P_0$ 积累在储能电容中。在 $t_1 \sim t_2$ 时刻， $P_{in} < P_0$ ，输出功率的一部分由电源主电路和 PFC 级提供，差额部分 $P_0 - P_{in}$ 由储能电容经 PFC 级提供。 P_1 占平均输入功率的 68% 左右，为直接经由主电路传输到输出侧的功率；占输出功率 P_2 的 32% 左右的功率为储能电容提供。



(a) 基本的并联式 PFC 变换器

(b) 单级并联式 PFC 变换器

图 1-58 并联式 PFC 变换器

并联 PFC 变换器的主电路、辅助 PFC 电路各需要一个变压器，其结构比较复杂，体积、质量较大，成本也比较高，因此常用于较大功率的场合。在中、小功率场合，常采用图 1-58 (b) 所示的单级并联式 PFC 变换器。

如图 1-59 (b) 所示是单级并联式 PFC 变换器的输入/输出功率概念图。如图 1-60 所示则是一个实际的反激式单级并联式 PFC 变换器电路，图中的输入电感 L_m 、变压器激磁电感 L_m 、附加线圈 N_2 用于完成图 1-59 (b) 中受控电压源的功能。



特点

在该电路中，主电路、辅助电路被整合在一起，输入功率 P_{in} 和 32% 的功率差额都由同一功率级进行处理。实验证明：该电路的输入电流平均值与负载电流反馈有关，随着负载电流的变化而变化。这种自身具有负载电流反馈的性质，可以使电路在轻载时不需要减少占空比就可以降低输入功率；另外，这种电路不会增加开关管的电流应力，并且可以减少储能电容的电压应力及其他有源器件的电压应力。

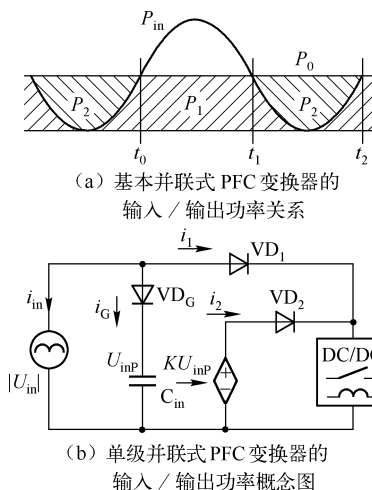


图 1-59 并联 PFC 变换器的
输入/输出功率关系

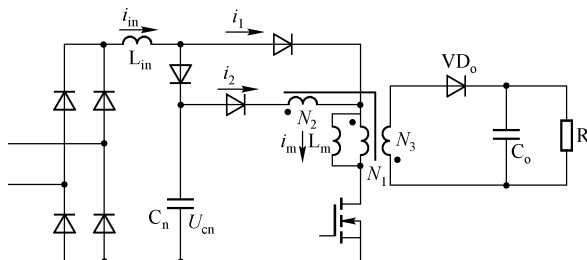


图 1-60 反激式单级并联式 PFC 变换器电路

一种并联式单级 Boost 型 PFC 变换器如图 1-61 所示。与串联式单级 PFC 变换器相比，它具有较高的变换效率，但是电路复杂。因此，近年来研究、应用较多的大多是电路简单的串联式单级 PFC 变换器。

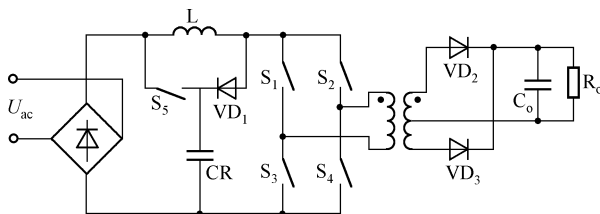


图 1-61 并联式单级 Boost 型 PFC 变换器

由于单级式 PFC 变换器电路有着先天的缺点，所以减小其电压应力、降低损耗就有着格外重要的意义，本节提到的三类拓扑方面的改进都是针对这一目标来进行的。当然，对于一个变换器而言，控制也有着格外重要的作用，最近，许多与数字控制技术相结合的单级 PFC 变换器已成为研究的热点。一个优秀的 PFC 变换器必然是好的拓扑和好的控制技术的结合，新的单级 PFC 拓扑及控制策略将不断地被提出，所有这些研究必将推动单级式 PFC 变换器的应用。

6. 控制方案

单级隔离式 PFC 变换器的优点之一就是控制简单，仅使用一个电路即可。目前，单级式 PFC 变换器的控制方法既包含电压反馈单环控制，也包含电流峰值控制，它比电压反馈控制多了一个电流环，除了保持输出电压稳定外还可控制电感电流，但这种控制方法需斜率补偿，对噪声敏感。另外，还有平均电流控制，如前面提到的全桥式单级 PFC 变换器。平均电流控制法具有电路稳定性能好，电压输入范围宽，无须斜率补偿，测量精度高和适用的功率范围宽等优点。单级隔离式 PFC 变换器的主要特点之一就是成本低，因此应用较



多的还是电压反馈单环控制或电流峰值控制法。平均电流控制法虽然性能好，但费用高，背离了设计单级 PFC 变换器的初衷，因此它仅用在少数功率较高的场合。

M. H. L. Chow 等人提出了同时控制导通比和频率的控制方案。这种方案通过改变导通比来调节输出电压，改变频率来获得单位功率因数和低电压应力，同时可以获得三种功能。目前，Jovanovicetal 提出的变频控制方案在单级隔离式 PFC 变换器中因带来的负面影响而应用得很少，但应用它可解决某些疑难问题。例如，所有的单级隔离式 PFC 变换器都存在一个固有的问题，即当负载超过最大负载值时，储能电容电压继续上升，可通过在储能电容上的电压达到最高值时增大开关频率来解决这个问题。

1.3.3 基于 Flyboost 模块的新型单级 APFC 电路

控制新型单级功率因数校正（flyback + Boost）单元工作在不连续导电模式，使其输入电流自动跟随输入电压，可以实现功率因数校正，并且能自动限制中间储能电容上的电压。基于这种单元，得到了一种新型的单级 PFC 变换器，实验证明这是一种很好的单级 PFC 变换器。

1. 基于 Flyboost 模块的新型单级 PFC 变换器

一般的单级 PFC 变换器都是由 Boost 电感和 DC/DC 变换器组成的，通过控制 Boost 电感工作在不连续导电模式，可以使得输入电流自动跟随输入电压，从而实现功率因数校正。然而，无论是两级 PFC 变换器还是 Boost 电感型单级 PFC 变换器，输入功率都是先经过中间储能电容然后再经过 DC/DC 变换器输出的，这样从输入到输出功率经过了两级变换。

针对此，人们提出了直接功率变换的概念，并且基于这种概念提出了一种新型的单级功率因数校正 AC/DC 变换器。这种新型的变换器不仅具有很高的功率因数，而且能够显著提高变换器的效率并自动限制中间储能电容上的电压。

1) 直接功率变换及 PFC 模块

图 1-62 (a) 中的典型功率因数校正 AC/DC 变换器包含了两个功率模块，即 PFC 模块和 DC/DC 模块。首先，脉动的输入直流功率经过 PFC 模块输入储能电容，然后经过 DC/DC 变换器得到稳定的直流输出。如果 PFC 模块和 DC/DC 模块的效率分别是 η_1 和 η_2 ，则 AC/DC 变换器的总效率 η 为

$$\eta = \eta_1 \times \eta_2 \quad (1-43)$$

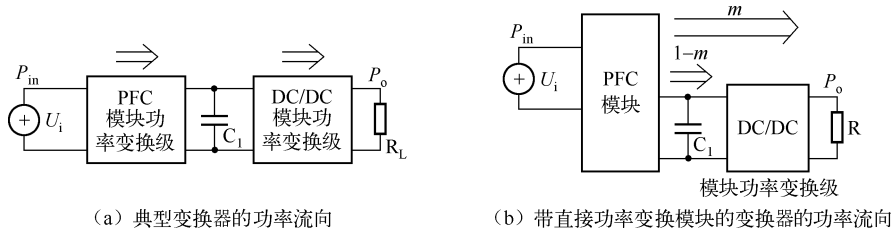


图 1-62 变换器的功率流向图

实际上，希望得到稳定的直流输出并不需要经过两次功率变换。可以让一部分交流功率只经过一次功率变换就到达直流输出端，而其余部分的输入功率经过两次功率变换，这

样既可以得到高效率,又可以获得稳定的直流输出,如图1-62(b)所示。

如果用 m 表示能量的直接变换部分, $(1-m)$ 则是间接变换的能量,由此可得

$$\begin{aligned} P_0 &= P_{in}\eta_1 m + P_{in}\eta_1\eta_2(1-m) \\ \eta &= \eta_1 m + \eta_1\eta_2(1-m) = \eta_1\eta_2 + m\eta_1(1-\eta_2) \end{aligned} \quad (1-44)$$

因此,带直接功率转换模块的变换器的效率比原来提高了 $m\eta_1(1-\eta_2)$ 。设工频交流经过全波整流后加在反激变换器上的电压为 U_{in} , 输入电流为 i_1 , 变压器的变比为 $n:1$, 输出电压为 U_o , 输出电流为 i_o , R_e 表示等效输入无损电阻。在一定的占空比下,当反激变换器(flyback)工作在不连续导电模式(DCM)下,输入电流 i_1 为三角波,其平均值近似为正弦波。另外,相对输入而言,反激变换器可等效为一个受占空比 D 控制的无损电阻,其等效电路如图1-63所示。

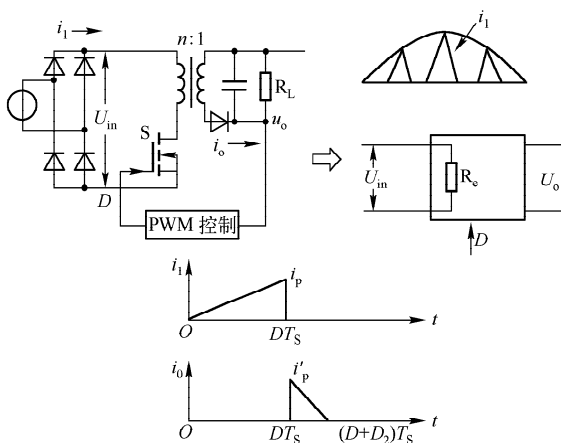


图 1-63 工作于 DCM 模式的反激变换器的等效电路

2) 等效输入电阻 R_e

在一个开关周期 T_s 内, U_{in} 近似不变,反激变换器初、次级电流为 i_1 、 i_o , 呈三角波形。在 $[0 \sim DT_s]$ 期间,初级的 i_1 以斜率 $U_{in}/n^2 L$ 线形增大 (L 为变压器次级的电感值);在 $[DT_s \sim (D+D_2)T_s]$ 期间,次级的电流 i_o 以斜率 $-U_o/L$ 减小, $D_2 T_s$ 为输出整流管的导通时间。

显然,初级峰值电流 i_p 为

$$i_p = \frac{U_{in} D T_s}{n^2 L} \quad (1-45)$$

输入平均电流 $i_{1(avg)}$ 为

$$i_{1(avg)} = \frac{1}{T} \int_0^{T_s} i_1 dt = \frac{1}{T_s} \times \frac{i_p}{2} D T_s = \frac{1}{2} i_p D = \frac{U_{in}}{2n^2 L / D^2 T_s} = \frac{U_{in}}{R_e} \quad (1-46)$$

从而可以得到

$$R_e = \frac{2n^2 L}{D^2 T_s} \quad (1-47)$$

3) 平均输出电流和输出功率

次级峰值电流为 i'_p , 则平均输出电流 $i_{o(avg)}$ 为



$$i_{o(\text{avg})} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_0 dt = \frac{1}{T_s} \frac{i_p' D_2 T_s}{2} = \frac{D_2 i_p'}{2} \quad (1-48)$$

根据伏-秒积平衡原理 $U_{in} D T_s = N U_o D_2 T_s$ 得

$$D_2 = U_{in} D / N U_o \quad (1-49)$$

将式 (1-49) 代入式 (1-48) 中, 得到

$$i_{o(\text{avg})} = D U_{in} i_p' / 2 n U_o = D^2 U_{in}^2 T_s / 2 n^2 L U_o = U_{in}^2 / U_o R_e \quad (1-50)$$

因此, 输出平均功率为

$$P_o = U_o \times i_{o(\text{avg})} = U_{in}^2 / R_e = P_i \quad (1-51)$$

上述分析的结果如下。



分
析
结
果

① 输出功率 = 输入功率, 没有功率损耗, 实现直接功率传递的概念。

② 在式 (1-51) 中, $U_{in} = |U_{\text{peak}} \sin \omega t|$, 因此可知输入平均电流满足正弦规律, 可以实现功率因数校正。

尽管工作在 DCM 的反激变换器具有以上优点, 但是它同时也存在不少缺点, 如由式 (1-50) 可知, 其输出电流中含有很大的二倍工频的纹波。

2. 基于 Flyboost 模块的单级 PFC 变换器

在反激变换器的基础上, 人们提出了一种新型的单级 PFC 变换器, 即基于 Flyboost 模块的单级 PFC 变换器, 如图 1-64 所示。

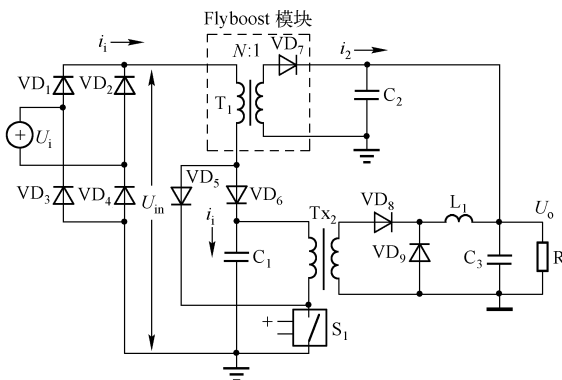


图 1-64 基于 Flyboost 模块的单级 PFC 变换器

当工作在不连续导电模式 (DCM) 下时, Flyboost 模块的工作状态可以概括为两种状态, 即反激变压器状态和 Boost 电感状态, 两个工作状态的工作波形如图 1-65 所示 (图中的 U_{gs} 为开关管控制电压, T 为开关管工作周期, t_s 为开关管导通时间)。

(1) Flyboost 模块工作在反激变压器状态。当

$$|U_{in}(t)| < (U_{cl} - N U_o) \quad (1-52)$$

式中, $U_{in}(t)$ 表示交流输入电压瞬时值; U_{cl} 表示中间储能电容电压; N 表示 T_1 的变比。此时, T_1 可以看成一般的反激变压器。在一个开关周期内, 当 S_1 开通时, T_1 经 VD_5 充电, 储存能量; 当 S_1 关断时, 由于 $|U_{in}(t)| < (U_{cl} - n U_o)$, 所以 VD_6 不能导通, 储存在 T_1 中的能量全部传递到输出端。

在这种状态下, 经过整流桥后的输入电流 i_{in} 是一个直角三角波, 如图 1-65 所示。平均

输入电流可表示为

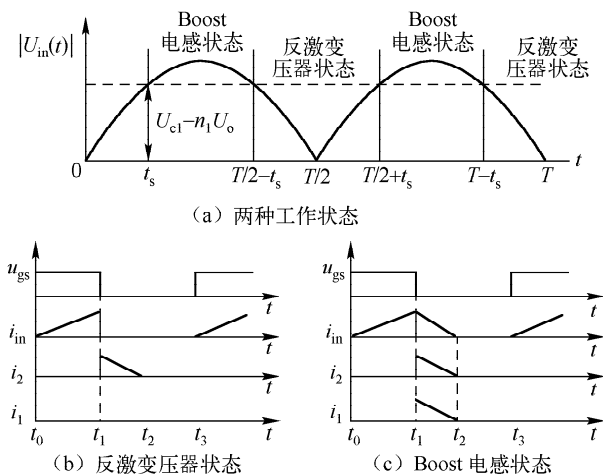


图 1-65 Flyboost 模块的两种工作状态的示意图

$$I_{in(avg)} = \frac{|U_{in}|}{2L_1} D^2 T_s \quad (1-53)$$

式中, L_1 为 T_1 初级绕组的电感值。

(2) Flyboost 模块工作在 Boost 电感状态。当 $|U_{in}(t)| > (U_{cl} - NU_0)$ 时, T_1 相当于一个 Boost 电感。在一个开关周期内, 当 S_1 开通时, L_1 经 VD_5 充电储能; 当 S_1 关断时, 由于 $|U_{in}(t)| > (U_{cl} - NU_0)$, 所以 VD_6 导通, 储存在 L_1 上的能量向 C_1 放电, 其工作方式与一般的 Boost 电感型单级 PFC 变换器一样。在这种状态下, 平均输入电流可表示为

$$I_{in(avg)} = \frac{D^2 T_s U_{cl} |U_{in}|}{2L_1 (U_{cl} - |U_{in}|)} \quad (1-54)$$

由式 (1-53) 和式 (1-54) 可知, 无论 Flyboost 模块处于反激变压器状态还是 Boost 电感状态, 变换器都能实现功率因数校正。

3. 变换器的工作原理

因为 PFC 单元具有两种工作状态, 所以下面将分别介绍在这两种工作状态下变换器的工作原理。

(1) 当 PFC 单元工作于反激变压器状态时, 在一个开关周期内, 变换器经历了 3 个工作状态, 电路中的主要电流波形如图 1-65 (b) 所示。

状态 1 [$t_0 \sim t_1$]: S_1 导通, VD_5 导通, VD_6 、 VD_7 反向关断, 流过 L_1 的电流线性增加。同时, VD_8 导通, C_1 的能量通过 T_2 释放。流过 L_1 的电流为

$$i_{in(t)} = \frac{|U_{in(peak)} \sin(\omega t)|}{L_1} (t - t_0) \quad (1-55)$$

式中, $U_{in(peak)}$ 为交流输入电压的峰值; ω 为交流输入电压的角频率。

状态 2 [$t_1 \sim t_2$]: 在 t_1 时刻, S_1 关断, VD_8 关断, VD_9 续流导通。 VD_5 关断, VD_6 也关断。此时 VD_7 导通, 储存在 T_1 上的能量传递到输出端, 直到 t_2 时刻, T_1 的能量完全释放。

状态 3 [$t_2 \sim t_3$]: 在 t_2 时刻, VD_7 自然关断。此时 S_1 、 VD_5 、 VD_6 、 VD_8 也关断, VD_9 续



流导通，直到 S_1 重新导通为止。

从以上分析可以知道，经过整流桥后的输入电流 i_{in} 是一个三角波，在一个开关周期内平均输入电流 $I_{in(avg)}$ 可表示为

$$I_{in(avg)} = \frac{|U_{in(peak)} \sin(\omega t)|}{2L_1} D^2 T_s \quad (1-56)$$

式中， T_s 为变换器的开关周期； D 为占空比。

(2) 当 PFC 单元工作于 Boost 电感状态时，在一个开关周期内，变换器也经历了 3 个工作状态，此时电路中的主要电流波形如图 1-65 (c) 所示。

状态 1 $[t_0 \sim t_1]$ ： S_1 导通， VD_5 和 VD_8 导通， VD_6 、 VD_7 反向关断，工作过程与上述的状态 1 相同。

状态 2 $[t_1 \sim t_2]$ ：在 t_1 时刻， S_1 关断， VD_8 关断， VD_9 续流导通， VD_5 、 VD_7 关断。此时 VD_6 导通， U_{in} 和 L_1 通过 VD_6 给 C_1 充电，直到 t_2 时刻， L_1 的能量完全释放。

状态 3 $[t_2 \sim t_3]$ ：在 t_2 时刻， VD_6 自然关断。此时 S_1 、 VD_5 、 VD_7 、 VD_8 也关断， VD_9 续流导通，直到 S_1 重新导通为止。

当状态 1 结束时，电感 L_1 的电流为

$$i_{in(t1)} = \frac{|U_{in(peak)} \sin(\omega t)|}{L_1} D T_s \quad (1-57)$$

在状态 2 期间有

$$U_{c1} - |U_{in(peak)} \sin(\omega t)| = L_1 \frac{i_{in(t1)}}{D_{21} T_s} \quad (1-58)$$

式中， D_{21} 为 $[t_1, t_2]$ 时间段续流的占空比。

在一个开关周期内，平均输入电流 $I_{in(avg)}$ 为

$$I_{in(avg)} = \frac{1}{2} i_{in(t1)} (D + D_{21}) = \frac{D^2 T_s U_{c1} |U_{in(peak)} \sin(\omega t)|}{2L_1 [U_{c1} - |U_{in(peak)} \sin(\omega t)|]} \quad (1-59)$$

由式 (1-56) 及式 (1-59) 可知，无论 flyboost + boost 单元处于反激变压器状态还是 boost 电感状态，变换器都能实现功率因数校正。另外，这种新型的单级 PFC 变换器还具有一般单级 PFC 变换器所没有的优点，如下所示。



优点

① 实现了部分能量的直接变换，从而可以获得较高的效率。因为当 Flyboost 模块工作在反激变压器状态时，相当于一个无损电阻，所以会获得比一般单级 PFC 变换器高的效率。

② 实现了自动限制中间储能电容 C_1 上的电压。当 Flyboost 模块处于反激变压器状态时，反激变压器次级反馈到初级的电压加上输入电压之和为 $(|U_{in}(t)| + NU_0)$ ，只有当它大于 U_{c1} 时， C_1 才会被充电，此时 Flyboost 模块进入 Boost 电感状态，因此， C_1 的电压最终被钳位在 $(U_{in(peak)} + NU_0)$ 。

③ 输出电流纹波很小。如前所述，普通的反激变压器 PFC 模块得到的输出电流含有很大的二倍工频纹波，但是在这种新型变换器中，变换器的输出由 Flyboost 模块和 DC/DC 级的正激变换器共同调节，由此可以获得稳定的低纹波输出。

④ 通过控制 Flyboost 模块的两种状态都工作在 DCM 模式下，获得了很高的功率因数。

4. 实验结果

根据图 1-64 建立了实验电路, 设计参数为: 输入电压为交流 170 ~ 230V; 输出电压为 16V, 输出电流为 7.5A; 频率为 120kHz。电路的主要参数为: $L_1 = 54.02\mu\text{H}$, $n_1 = 4.75$ 。通过实验得到的波形如图 1-66 所示。在满载时, 变换器的功率因数达到 0.976, 中间储能电容上的电压自动限制在 380V。

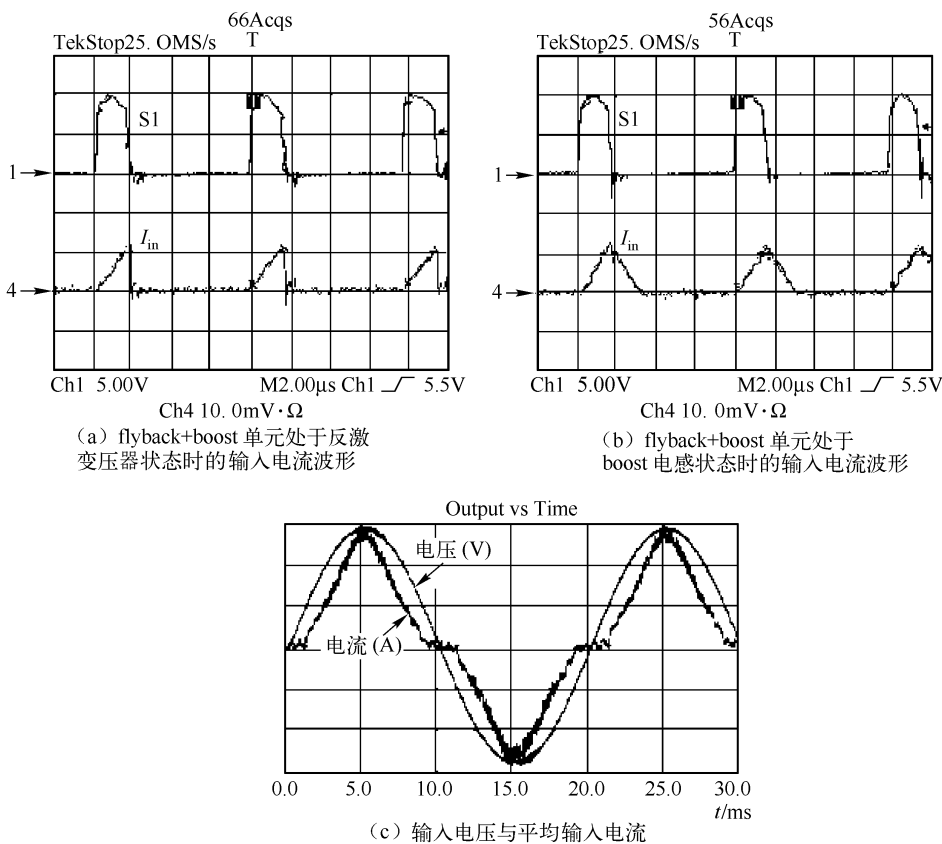


图 1-66 实验波形

1.3.4 恒功率控制的单级 APFC 电路

单级功率因数校正变换器将 PFC 级和 DC/DC 级结合在一起大大降低了成本, 然而在负载变轻时存在直流母线电压过高的问题; 虽然它采用反馈线圈降低了直流母线电压, 但却减小了输入电流的导通角, 从而增加了总谐波畸变 (THD)。

为了解决上述问题, 确保在负载变化时降低直流母线电压和减少 THD, 人们提出了一种具有恒功率控制的单级功率因数校正变换器。该单级功率因数校正变换器在没有减小输入电流导通角的情况下降低了直流母线电压, 而且恒功率控制使得其输出在输出电压高时看成电压源, 在输出电压低时看成电流源, 并且当输出电压在一定范围内变化时, 输出功率近似恒定。



1. 电路的工作原理

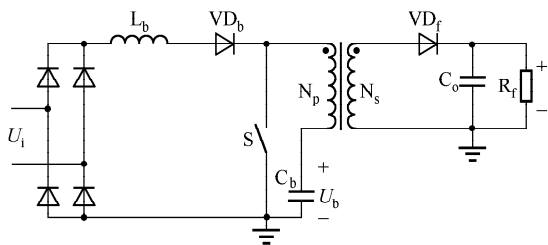


图 1-67 单级功率因数校正变换器的原理图

单级功率因数校正变换器的原理图如图 1-67 所示，它实际上是由一个 Boost 变换器和一个 flyback 变换器组合而成的。Boost 变换器工作在 DCM 模式，在占空比和频率恒定的情况下可以达到功率因数校正的目的；flyback 变换器可以工作在 DCM 或 CCM 模式。

为了分析方便，假定整流电压在一个开关周期中为定值，电容 C_b 足够大使得电压 U_b 基本恒定，flyback 变压器视为理想变压器，在其初级并联励磁电感 L_m ，flyback 变换器工作在 CCM 模式，则该电路有 3 种工作模式，如图 1-68 所示，主要工作波形如图 1-69 所示。

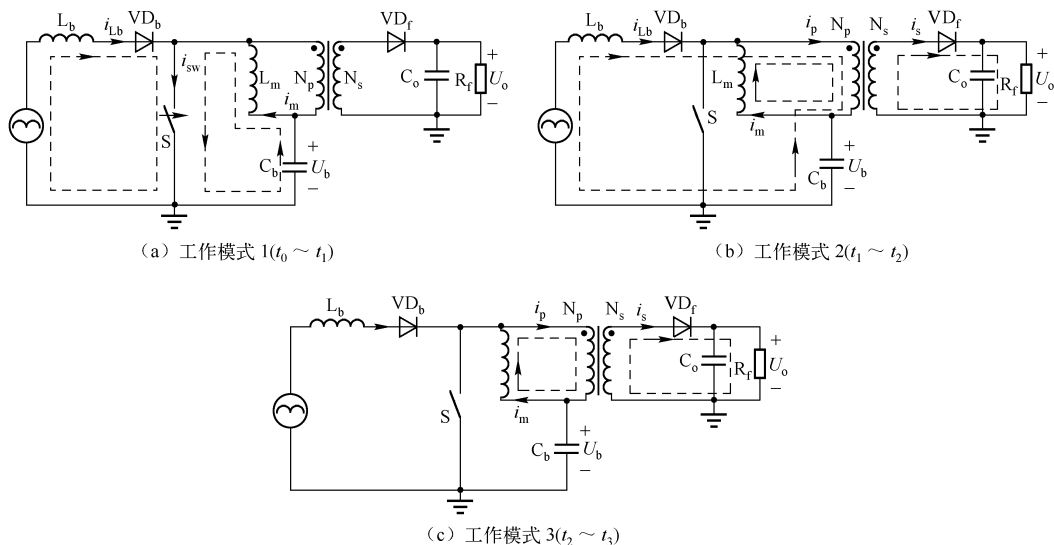


图 1-68 工作模式

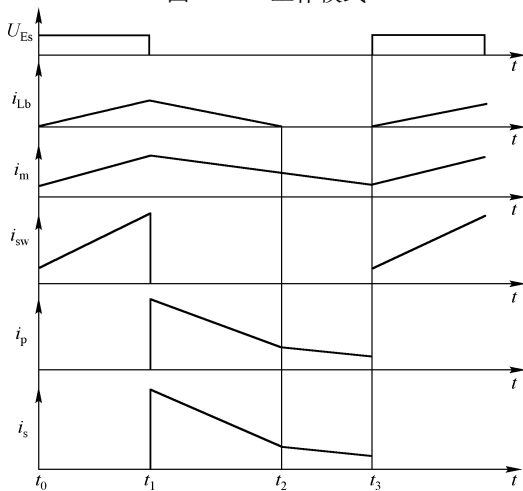


图 1-69 主要工作波形

工作模式1 ($t_0 \sim t_1$): t_0 时刻, 开关S导通, 直流母线电压 U_o 加在励磁电感 L_m 上, 由于 flyback 变换器工作在 CCM 模式, 则电流 i_m (线性上升) 可表示为

$$i_m = \frac{U_b}{L_m}(t - t_0) + i_m(t_0) \quad (1-60)$$

而电感 L_b 工作在 DCM 模式, 电流 i_{Lb} 由零线性上升, 其表达式为

$$i_{Lb} = \frac{|U_i|}{L_b}(t - t_0) \quad (1-61)$$

开关S上流过的电流可表示为

$$i_{sw} = i_{Lb} + i_m \quad (1-62)$$

由于二极管 VD_f 反向偏置, 所以线圈 N_s 和 N_p 上没有电流流过。

工作模式2 ($t_1 \sim t_2$): 开关S在 t_1 时刻关断, 二极管 VD_f 正向偏置, 励磁电感 L_m 上的电压为 nU_o (其中 $n = N_p/N_s$), 则电流 i_m (线性下降) 可表示为

$$i_m = \frac{nU_o}{L_m}(t - t_1) + i_m(t_1) \quad (1-63)$$

开关S上的漏源电压 U_{DS} 为 $U_b + nU_o$, 电感 L_b 上的电流 i_{Lb} 流过线圈 N_p 和电容 C_b 并线性下降, 其表达式为

$$i_{Lb} = -\frac{U_b + nU_o - |U_i|}{L_b}(t - t_1) + i_{Lb}(t_1) \quad (1-64)$$

因此, 初级线圈 N_p 和次级线圈 N_s 上流过的电流可分别表示为

$$i_p = i_{Lb} + i_m \quad (1-65)$$

$$i_s = ni_p = n(i_{Lb} + i_m) \quad (1-66)$$

由式(1-65)可以看出次级电流由两部分组成, 这样负载不但从励磁电感 L_m 上获取能量而且直接从电感 L_b 上获取能量, 这就意味着一部分能量可以不经储能电容 C_b 而直接传递给负载, 因此大大提高了效率并且降低了直流母线电压。

工作模式3 ($t_2 \sim t_3$): t_2 时刻, 电流 i_{Lb} 下降到零, 二极管 VD_b 反向偏置, 励磁电流继续以斜率 nU_o/L_m 线性下降, 直到 t_3 时刻开关S再次导通为止。此时初级线圈 N_p 和次级线圈 N_s 上的电流可分别表示为

$$i_p = i_m \quad (1-67)$$

$$i_s = ni_p = ni_m \quad (1-68)$$

2. 恒功率控制方法

如图1-70所示为单级功率因数校正控制框图, 图中的 $K_2 U_o$ 和 $K_1 I_o$ 分别为电压采样值和电流采样值。通过电阻 R_3 及 R_4 分压得到的电流比较器的正向输入端电压为

$$U_z = \frac{K_1 I_o R_4}{R_3 + R_4} + \frac{K_2 U_o R_3}{R_3 + R_4} \quad (1-69)$$

信号放大后得到运放的输出端电压为

$$U_{Fo} = \left(\frac{K_1 I_o R_4}{R_3 + R_4} + \frac{K_2 U_o R_3}{R_3 + R_4} \right) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \quad (1-70)$$

这一个电压和第二个运放的反向输入端电压相等, 根据运放的虚短特性, 得到第一个运放的输出电压与第二个运放的正向输入端电压相等, 即

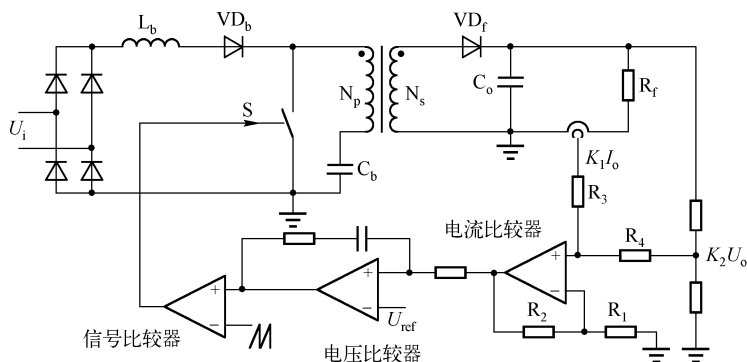


图 1-70 单级功率因数校正控制框图

$$\left(\frac{K_1 I_o R_4}{R_3 + R_4} + \frac{K_2 U_o R_3}{R_3 + R_4} \right) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) = U_{\text{ref}} \quad (1-71)$$

由此可得

$$\frac{K_1 I_o R_4}{R_3 + R_4} + \frac{K_2 U_o R_3}{R_3 + R_4} = \frac{U_{\text{ref}} R_1}{R_1 + R_2} \quad (1-72)$$

假设 $a = R_2/R_1$, $b = R_4/R_3$, 则式 (1-72) 表示为

$$\frac{K_1 I_o b}{1 + b} + \frac{K_2 U_o}{1 + b} = \frac{U_{\text{ref}}}{1 + a} \quad (1-73)$$

从式 (1-73) 可以得到输出功率 P_o 的表达式为

$$P_o = U_o I_o = -\frac{K_2}{K_1 b} U_o^2 + \frac{U_{\text{ref}}(1 + b)}{K_1 b(1 + a)} U_o \quad (1-74)$$

从式 (1-74) 可以看出 $P_o \sim U_o$ 曲线是一条抛物线, 在抛物线的顶点附近, 输出功率 P_o 近似恒定。以输出电压 80V, 输出功率 80W 为例, 取 $K_2 = 0.01$, $K_1 = 0.1$, $U_{\text{ref}} = 5V$, 使抛物线的顶点位于 $U_o = 80V$, $P_o = 80W$ 处, 则可以计算出 $a = 27.13$, $b = 8.00$ 。于是, 式 (1-74) 可表示为

$$P_o = -0.0125 U_o^2 + 2 U_o \quad (1-75)$$

当输出电压的变化范围为 60 ~ 100V ($\pm 25\%$) 时, 输出功率的变化为 6.25%。该电路同时具有限压和限流的功能。通过变换式 (1-73) 可得

$$I_o = 2 - 0.0125 U_o \quad (1-76)$$

$$U_o = 160 - 80 I_o \quad (1-77)$$

由此可见, 当输出短路时电流被限制在 2A; 当输出开路时电压被限制在 160V。该电路的 PFC 级工作在 DCM 模式, 具有较低的 THD 和较高的 PF。

该电路的直接能量传递方式降低了直流母线电压并且提高了效率。采用恒功率控制方式使得电路具有良好的输出特性, 而且当负载变化时直流母线电压变化不大。



1.4 三相 PFC 电路

根据电路输入电压的不同, PFC 电路主要分为单相和三相两大类。其中单相 PFC 电路



目前在拓扑和控制方面已相当成熟。而三相 PFC 电路由于应用极广泛,工作机理比较复杂而成为近年来的研究热点。与单相 PFC 整流装置相比,三相 PFC 整流装置具有许多优点,如下所示。

输入功率高,功率额定值可达几千瓦以上;虽然每相输入功率包含两倍于工频的交变分量,但在三相平衡装置中,三相输入功率脉动部分的总和为零,输入功率是一个恒定值。这样,输出电容上无工频纹波,可以使用容量较小的输出电容,可以实现更快的输出电压的动态响应调节。



然而,三相 PFC 整流电路遇到的一个很大难题是三相之间的耦合。在单相不控整流电路中,如果负载等效为一个电阻,则输入功率因数为 1,但在三相不控整流电路中,即使负载等效为一个电阻,也不能获得满意的功率因数。原因在于在三相不控整流电路中,三相电压通过 AC/DC 的不控整流桥互相耦合,不可能同时兼顾三相输入电流,使任何一相输入电流都不能独立控制为正弦波形。为使三相输入电流都为正弦波形,必须对三相输入电压进行解耦。近年来,用来提高三相整流电路功率因数的许多新拓扑被提出,从解耦的观点看,这些三相 PFC 电路拓扑可分为以下三类。

不解耦三相 PFC、部分解耦三相 PFC 和全解耦三相 PFC。

1.4.1 三相 PFC 的典型电路

1. 基本三相 PFC 电路

基本三相 PFC 电路如图 1-71 所示,它基本上是单相 Boost 断续模式 (DCM) PFC 在三相上的延伸。它的相电流平均值由以下几式给出:

$$i_{\text{uavg}} = \frac{U_{\text{dc}} D^2}{2LF_s} \cdot \frac{M \sin \omega t + \sin \left(2\omega t + \frac{\pi}{3} \right)}{\left[\sqrt{3} M + 3 \sin \left(\omega t + \frac{2}{3} \pi \right) \right] \cdot \left[M - \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \right]}, \frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2} \quad (1-78)$$

$$i_{\text{uavg}} = \frac{U_{\text{dc}} D^2}{2LF_s} \cdot \frac{M \sin \omega t + \frac{1}{2} \sin \left(2\omega t - \frac{2}{3} \pi \right)}{\left[\sqrt{3} M - 3 \sin \left(\omega t + \frac{2}{3} \pi \right) \right] \cdot \left[M - \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \right]}, \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3} \quad (1-79)$$

$$i_{\text{uavg}} = \frac{U_{\text{dc}} D^2}{2LF_s} \cdot \frac{\sin \omega t}{\sqrt{3} M \cdot 3 \sin \omega t}, 0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6} \quad (1-80)$$

式中, F_s 为输入电压 U_1 的工作频率; L 为 Boost 电感; D 为占空比; M 为电压增益,可用式 (1-81) 表示:

$$M = \frac{U_{\text{dc}}}{\sqrt{3} \cdot U_{\text{imin}}} \quad (1-81)$$

图 1-72 给出了电压增益与谐波的关系。图中的 THD 为总谐波含量,可用下式表示:

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (1-82)$$

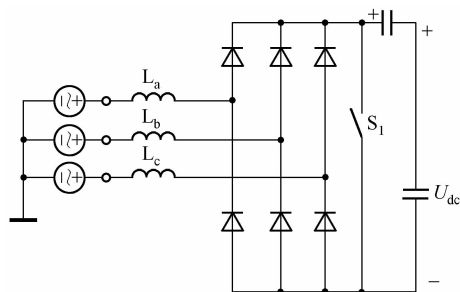


图 1-71 基本三相 PFC 电路

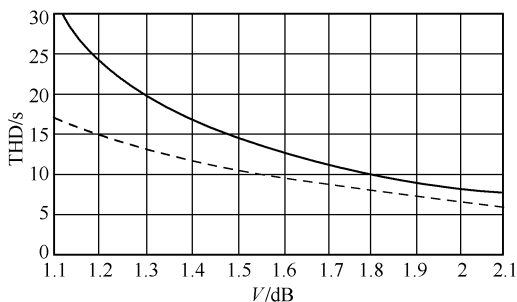


图 1-72 电压增益与谐波的关系

功率因数 λ 为

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{1 + \text{THD}^2}} \cdot \cos\varphi \quad (1-83)$$

因此，为了得到较高的功率因数，需增大电压增益 M 。但过高的 M 会使 U_{dc} 太高，导致 S_1 及 PFC 负载（变换器）的开关功率器件的电压应力增大，从而增加了整机的成本及降低了整机的工作可靠性，这也是三相 PFC 整流器电路还不能走向成熟的问题关键。

2. 三相 PFC 电路

近几年来，产生了很多三相 PFC，大部分是针对上述问题提出的，最常见的有以下几种。



常见拓扑

基本 PFC + 波形控制；Buck 型 PFC；基本组合型 PFC；双向开关型三相 PFC；软开关三相 PFC。

1) 基本 PFC + 波形控制

在基本的 PFC 控制电路中加入调制信号，在同一谐波含量下，可以降低 M 的值，如图 1-72 中的虚线结果所示。该方法其实没有解决 $U_{dc} > 3U_{in}$ 的问题。

2) Buck 型 PFC

如图 1-73 所示是 Buck 型 PFC。它是基本 Boost 型的对偶电路，可以使 $U_{dc} < 3U_{in}$ 。其缺点是： $I_a(I_b, I_c)$ 的电流对称取决于负载，负载电流越大，功率因数越高，THD 越小；对无极性电容 $C_a(C_b, C_c)$ 要求较高，体积大，价格高。

3) 基本组合型 PFC

基本组合型 PFC 即将基本变换器用于三相 PFC 中。其典型应用电路有 Buck—Boost 型 PFC。这种组合型 PFC 由于结构复杂，目前只在小功率 PFC 中有应用。

4) 双向开关型三相 PFC

双向开关型三相 PFC 是目前一种比较有发展前途的拓扑模型，如图 1-74 所示，它采用了双向开关结构。

这种电路的优点是：开关器件的电压值小，控制简单，输入电流连续，其输出电压为

$$U_{dc} = 1.3366U_a \quad (1-84)$$

其缺点是：快速二极管使用较多，直流侧电容需均压，电感较大。滤波电感由下式计算：

$$L = 3.8489 \times 10^2 \cdot \frac{U_a^2}{fP_o} \quad (1-85)$$

式中, f 为电源频率; P_o 为输出功率。

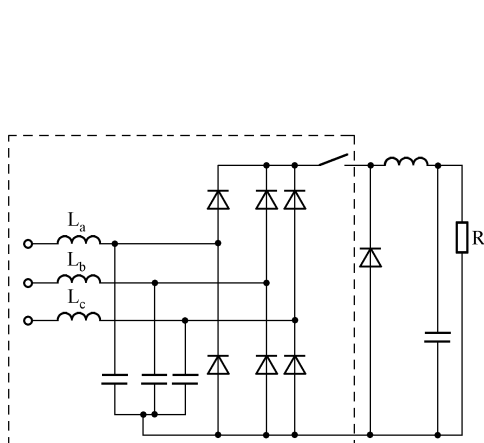


图 1-73 Buck 型 PFC

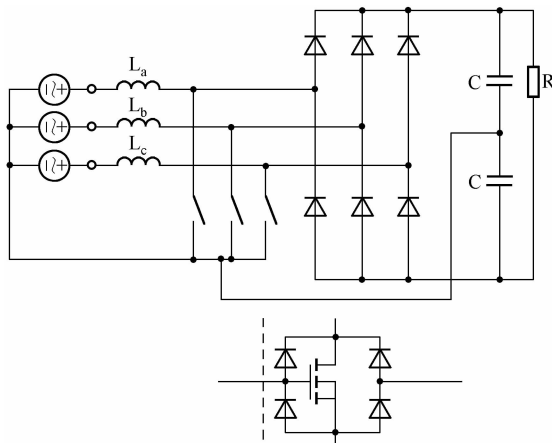


图 1-74 双向开关型三相 PFC

5) 软开关三相 PFC

将单相无损 PFC 软开关直接应用到三相 PFC 中, 仍有发展前景, 因为这可大幅度减少开关损耗。

3. 不解耦三相 PFC 电路

三相单开关 PFC 整流电路是最典型的不解耦三相 PFC 电路, 如图 1-75 所示。

在图 1-75 中, 以在时间间隔 $t, t \in \left[\frac{\pi}{2}, \frac{2\pi}{3}\right]$ 分析为例, 此时 $U_a > 0, U_c \leq U_b \leq 0$ 。当开关 S 导通时, 三相输入电压被二极管桥和开关 S 短路, 三相输入电感上的压降与对应相的输入电压相同, 因此在 S 导通期间, 相输入电流峰值与相电压成正比。 t_1 时刻, 有

$$i_{la\text{prek}} = \frac{t_1}{L_a} u_a; i_{lb\text{prek}} = \frac{t_1}{L_b} u_b; i_{lc\text{prek}} = \frac{t_1}{L_c} u_c \quad (1-86)$$

S 关断后, 电感放电, 有

$$i_a = \frac{u_a}{L_a} t + \frac{2U_o}{3L_a} (t - t_1); i_b = \frac{u_b}{L_b} t + \frac{2U_o}{3L_b} (t - t_1); i_c = \frac{u_c}{L_c} t + \frac{2U_o}{3L_c} (t - t_1) \quad (1-87)$$

t_2 时刻, 原来 t_1 时刻的三相电感电流中绝对值最小的那一相先下降为零, 即 $i_b = 0$; 直到 t_3 时刻, 三相电感电流都变为零。一个开关周期内的三相电感电流波形如图 1-76 所示。

在图 1-76 中, 时间间隔 $[t_0, t_1]$ 和 $[t_3, T_s]$ 是可控的, 而 $[t_1, t_2]$ 和 $[t_2, t_3]$ 是不可控的。该拓扑运行于 DCM 模式下的条件是开关周期 $T_s \geq t_3$ 。最大占空比为

$$D_{\max} = \frac{U_o - \sqrt{3} U_{\text{imax}}}{U_o} \quad (1-88)$$

输入电流的 THD 依赖于输出电压的增益:

$$K_V = \frac{U_o}{\sqrt{3} U_{\text{imax}}} \quad (1-89)$$

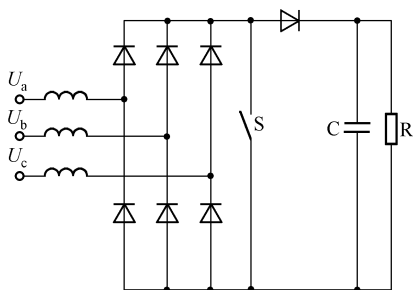


图 1-75 三相单开关 PFC 整流电路

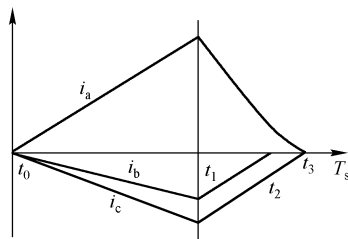


图 1-76 一个开关周期内的三相电感电流波形

当 $K_v = 1.5$ 时, THD 可达 10% 左右。

这种拓扑是一种低成本的三相 PFC 方案, 由于其线路简单和相对好的性能, 所以十分流行。该拓扑也可以采用 ZCT、ZVT 软开关技术来减小开关损耗。



问题

三相单开关 PFC 整流电路存在的固有问题有: 为了得到较低的 THD, 输出电压必须达到一定的幅值, 这就使得对后级的元器件耐压要求较高, 同时为后级变换带来了困难; 为了既保证输入电感上的电流断续, 又能得到最大的输出功率, 电感的设计比较困难。

上述三相单开关 PFC 整流电路固有问题的根本原因是三相电压之间的耦合, 因此为了达到最好的功率因数校正效果, 必须对三相电压解耦。

4. 部分解耦三相 PFC 电路

这里选取三相四线伪桥式 PFC 整流电路和三电平 PFC 整流电路进行分析。

1) 三相四线伪桥式 PFC 整流电路

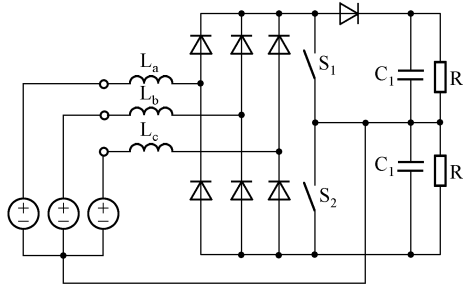


图 1-77 三相四线伪桥式 PFC 整流电路

这种拓扑的典型电路如图 1-77 所示, 由于中线的存在, 所以该电路可以分为相互独立的上下两个半桥, 从而达到部分解耦的目的。基于三相四线伪桥式 PFC 整流电路的控制策略有断续和连续两种模式, 而临界断续控制模式实质上是变频恒导通时间控制模式。根据三相四线伪桥式 PFC 整流电路的输出功率, 可以确定一个工频周期内的恒导通时间 t_{on} , 即开关管在电感电流回零后开通, 在导通时间 t_{on} 完成后关断, 以让电感电

流回零。相对恒频恒占空比的控制方式, 其电流畸变要小得多。

以上半桥 A 相为例: 在 $\pi/6 \sim 5\pi/6$ ($7\pi/6 \sim 11\pi/6$) 时间区间, 开关 S_1 (S_2) 的关断时间仅由相电压 U_A 决定, 因此在一个开关周期内, I_{LA} 的平均电流取决于它的相电压, U_B 和 U_C 对它无影响。而在 $0 \sim \pi/6$ ($\pi \sim 7\pi/6$)、 $5\pi/6 \sim \pi$ ($11\pi/6 \sim 2\pi$) 时间区间, 开关 S_1 (S_2) 的关断时间则分别由 U_C 和 U_B 决定, 因此在这些时间区间 I_{LA} 的平均电流受到 C 相和 B 相相电压的干扰。该拓扑实际上是一种部分解耦三相 PFC。

当该电路运行于恒导通时间临界 DCM 模式下时, 在 $0 \sim \pi/6$ 时间区间, 第 N 个开关周期内的 A 相相电流平均值为

$$I_{LA}^{av}(n) = \frac{U_a T_{on}}{2L_A} \cdot \frac{\{U_{01} - U_c(n)\}}{\{U_{01} - U_a(n)\}} \quad (1-90)$$

而在 $\pi/6 \sim 5\pi/6$ 时间区间, 有

$$I_{LA}^{av}(n) = \frac{U_a T_{on}}{2L_A} \quad (1-91)$$

在 $\pi/6 \sim \pi$ 时间区间, 有

$$I_{LA}^{av}(n) = \frac{U_a T_{on}}{2L_A} \cdot \frac{\{U_{01} - U_b(n)\}}{\{U_{01} - U_a(n)\}} \quad (1-92)$$

式中, T_{on} 是开关恒导通时间; U_{01} 是 C_1 两端的输出电压; L_A 是 A 相输入电感。



特点

该电路上下半桥独立, 实现了部分解耦, 比不解耦的三相单开关 PFC 整流电路能实现更小的输入电流 THD, 更高的功率因数; 开关元件少, 控制简单; 开关管电压应力低, 仅为三相单开关 PFC 整流电路的一半; 但是该电路需要中线, 有三次谐波流过。

2) 三电平 PFC 整流电路

三电平 PFC 整流电路的典型拓扑如图 1-78 所示, 该电路利用三个低功率双向开关 K_a 、 K_b 、 K_c 运行于工频下, 当输入交流电压过零时开关动作, 从而在耦合区间将电流引入零电位, 达到部分解耦的目的。

在 $0 \sim \pi/6$ 时间区间, 开关 K_a 导通, 电路运行模式如图 1-79 所示。设 U_{in} 为输入相电压有效值, 以 A 相分析为例, 有

$$i_{a(t)} = \frac{\sqrt{2}U_a}{2\pi f L_a} (1 - \cos\omega t) \quad (1-93)$$

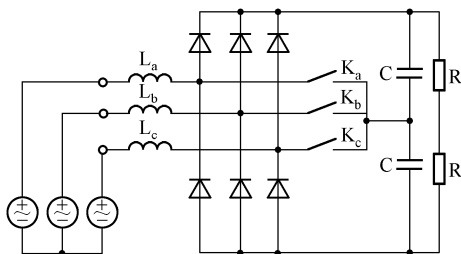


图 1-78 三电平 PFC 整流电路的典型拓扑

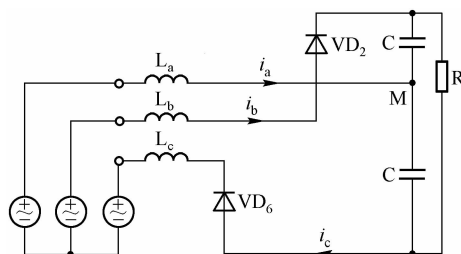


图 1-79 $0 \sim \pi/6$ 时间区间的电路运行模式

在 $\pi/6 \sim 2\pi/6$ 时间区间, 开关都不导通, 该电路运行模式与三相不控整流电路相同, 对 I_A 有

$$\frac{d}{dt} i_{a(t-t_0)} = \frac{U_{a(t-t_0)}}{L_a} - \frac{U_0}{3L_a} \quad (1-94)$$

同理, 可推出其他时间区间的表达式。输入电感需满足下式:

$$L_a = 3.8489 \times 10^2 \times \frac{(\sqrt{3}U_a)^2}{fP_0} \quad (1-95)$$

该电路的显著特点是工作于低频下, 无须快速器件, 成本低; 不需要中线, 无三次谐波; 满载时功率因数高; 开关应力小, 关断压降低; 但轻载时特性差, 因此特别适合于对设备体积要求不高、负载变化不大的场合。



控制原理

5. 全解耦三相 PFC 电路

三相 CCM - Boost 整流电路是该拓扑的典型电路,如图 1-80 所示。它采用空间电压矢量控制,可以实现三相输入电压的完全解耦,达到很高的性能。空间电压矢量控制的原理如下。

用三相电压矢量去逼近矢量电压圆,则在输入端会得到等效三相正弦波形。开关矢量由三个字母表示,三个字母从左到右分别代表 A、B、C 点是否与 P 或 N 相连。这样,共有 8 个开关矢量,包括两个零矢量,如图 1-81 所示。

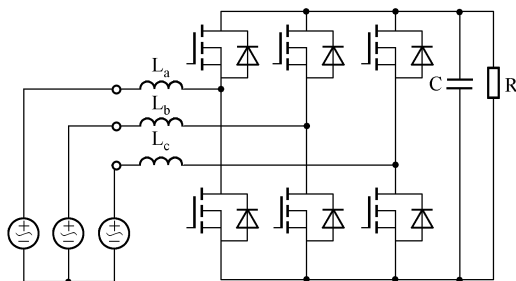


图 1-80 三相 CCM - Boost 整流电路

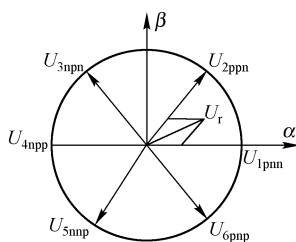


图 1-81 矢量与矢量合成

如果将电压圆分成 N 等份,采样周期为 T_s ,则任一空间矢量 V 可由其相邻两个开关矢量来等效,相应的导通时间为

$$t_1 = mT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \quad (1-96)$$

$$t_2 = mT_s \sin\theta_i \quad (1-97)$$

式中, m 为调制比; θ_i 为导通角; U_{θ_i} 为导通角为 θ_i 时的电压模; U_{dc} 为直流输入电压。

$$m = \frac{\sqrt{3}}{U_{\theta_i}} U_{dc} \quad (1-98)$$

零矢量作用时间为

$$t_0 = T_s - t_1 - t_2 \quad (1-99)$$

由于该电路具有连续的输入电流、高效率和高功率输出,所以在中功率应用中是重要的高功率因数变换器。但该电路需要 6 个主开关,开关管利用率低,控制复杂,成本高。



优缺点

1.4.2 三相多开关 PFC 电路

1. 三相六开关 PFC 电路

三相六开关 PFC 电路是由 6 个功率开关器件 (6 个绝缘栅极晶体管 IGBT) 组成的三相 PWM 整流电路,其开关频率高、驱动功率小。随着智能功率模块 (IPM) 技术的发展应用,IPM 正在逐步取代普通 IGBT 模块。由于 IPM 内部既有 IGBT 的栅极驱动和保护逻辑,又有过流、过 (欠) 压、短路和过热检测及保护电路,提高了变频器的可靠性和可

维护性,所以 PFC 环节和 IPM 逆变桥集成一体化是三相六开关 PFC 电路发展的必然趋势。

三相六开关 PFC 电路如图 1-82 (a) 所示,每个桥臂由上下 2 个开关管及与其并联的二极管组成,每相电流可通过桥臂上的这 2 个开关管进行控制。例如,当 A 相电压为正时, S_4 导通使 L_a 上的电流增大,电感 L_a 充电;当 S_4 关断时,电流 i_a 通过与 S_1 并联的二极管流向输出端,电流减小。同样,当 A 相电压为负时,可通过 S_1 及与 S_4 并联的二极管对电流 i_a 进行控制。实际的控制电路由电压外环、电流内环及 PWM 发生器构成。常用的控制方法如图 1-83 所示。PWM 控制可采用三角波比较法、滞环控制或空间矢量调制法 (SVM)。由于三相的电流之和为零,所以只要对其中的两相电流进行控制就足够了。因此,在实际应用中,对电压绝对值最大的这一相不进行管理,而只选另外两相进行控制。这样做的好处是减少了开关动作的次数,从而可以减小总的开关损耗。

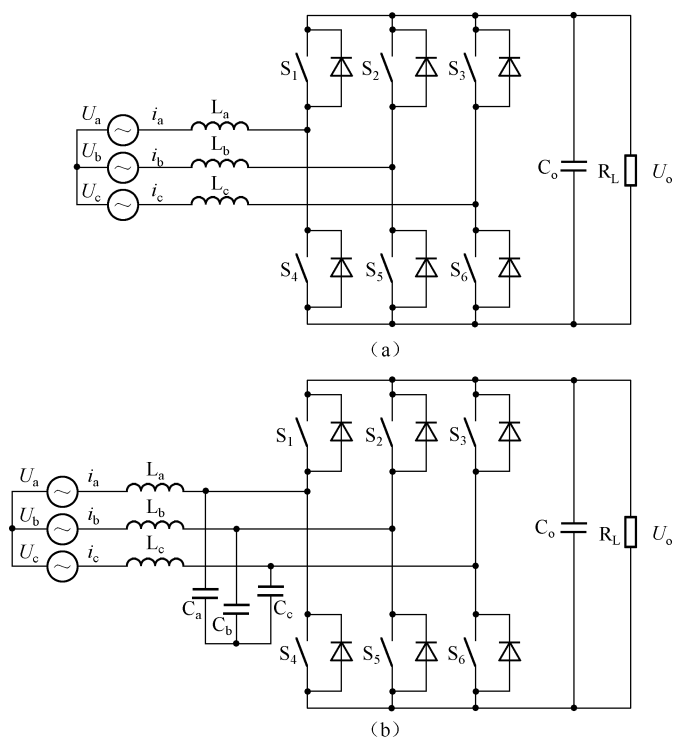


图 1-82 三相六开关 PFC 电路



优缺点

该电路的优点是输入电流的 THD 小,功率因数为 1,输出直流电压低,效率高,能实现功率的双向传递,适用于大功率应用。其不足之处是使用开关数目较多,控制复杂,成本高,而且每个桥臂上的 2 个串联开关管存在直通短路的危险,对功率驱动控制的可靠性要求高。为了防止直通短路危险,可以在电路的直流侧串上一个快恢复二极管。

Buck 型三相六开关 PFC 变换器的基本拓扑如图 1-82 (b) 所示。要实现电感 L 的电流连续而线电压不短路,要求上下桥臂必须各有一个开关管导通,



而且只能各有一个导通。所采用的 PWM 控制策略是把一个工频周期以相电压过零点分成 6 段，在每段中有 2 个线电压同极性。在每段中，具有最高或最低电压的相一直导通，而调节其他两相的导通时间，以实现电流跟踪电压，即功率因数校正。

2. 三相双开关 PFC 电路

在三相电路中，三相电流总共有 3 个自由度，而三相单开关 PFC 电路中只使用了 1 个开关管对电流进行控制，加上三相电流之和为零这个条件，最多只能对 2 个自由度的量进行控制，所以可以通过增加 1 个开关管来对三相电流进行控制。在图 1-84 所示的电路中，用 2 个串联的开关管代替了三相单开关 PFC 上的单管，并在输入端用 3 个 Y 型接法的电容来构造浮动中点，这个中点与 2 个串联开关管的中点相连。该电路的 Boost 电感上的电流也工作在 DCM 下。它与三相单开关 PFC 电路的不同之处是：三相单开关 PFC 电路中的 3 个 Boost 电感是同时充电或放电的；而在图 1-84 所示的电路中，电压值最高相的 Boost 电感与其余两相上的 Boost 电感充电或放电在时间上是错开的，各相的电流波形如图 1-85 所示。

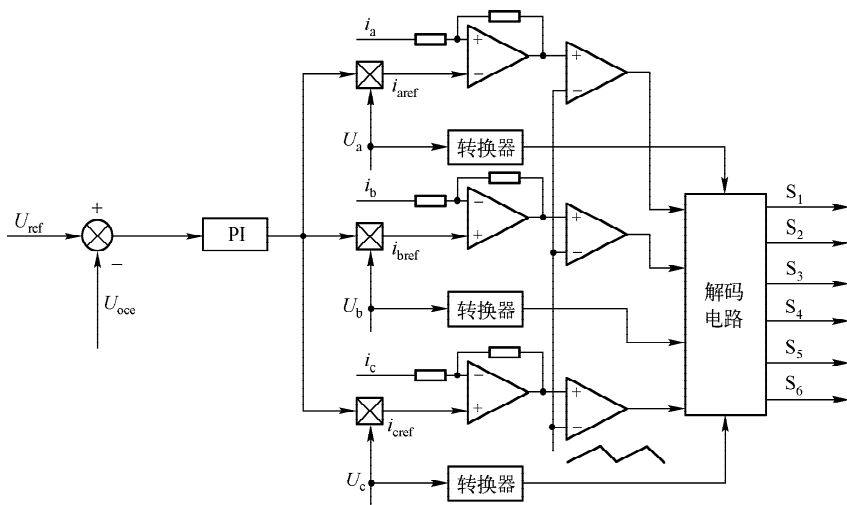


图 1-83 三相六开关 PFC 电路的控制图

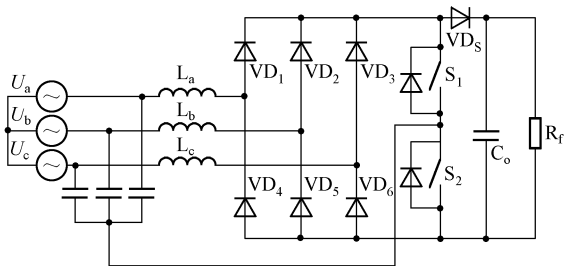


图 1-84 三相双开关两电平 PFC 电路

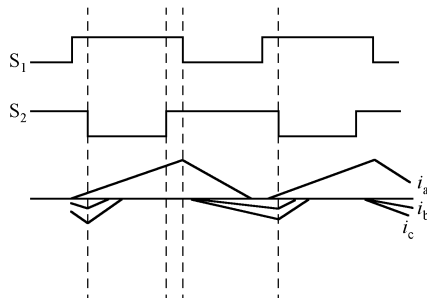


图 1-85 三相双开关两电平 PFC 电路的
电流示意图



优缺点

这样工作的好处是在电感放电起始的一段时间里,输出电压全部参与电感放电;而三相单开关 PFC 电路中的电感放电时,输出电压是被分成两部分,分别参与不同的电感放电的,这就使电感放电时间缩短,即缩短了电感电流平均值与输入电压瞬时值的非线性阶段,可减小输入电流的 THD。此外,Y 型接法的 3 个电容可以在一定程度上减小低次电流谐波。该电路的不足之处是:电路工作在 DCM 下,THD 仍比较大。

目前,这种电路已应用到空调器中。

如图 1-86 所示为双开关谐振型三相 PFC 电路。在该电路中,开关 (S_1 , S_2)、三个串联 L-C 电路和由 $VD_7 \sim VD_{12}$ 组成的三相全桥电路一起组成谐振开关网络;Boost 电感 (L_a , L_b , L_c) 比谐振电感 (L_1 , L_2 , L_3) 的电感值大许多。

谐振开关网络通过建立谐振电压和 L-C 的谐振电流来改变输入电感上的电流,从而减小 THD;电路工作时,Boost 电感上的电流是连续的。如图 1-86 所示电路的优点如下。

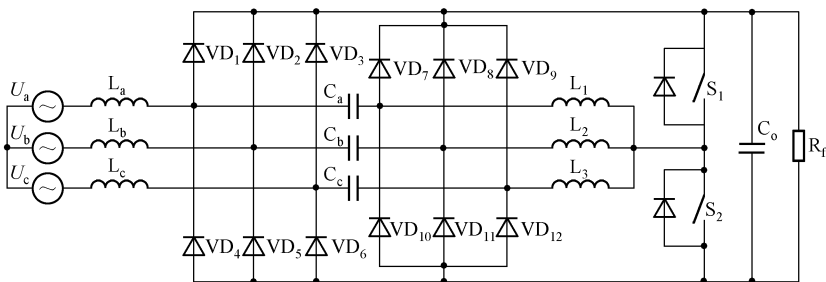


图 1-86 双开关谐振型三相 PFC 电路



优缺点

开关 S_1 、 S_2 是在零电压下导通 (ZVS) 的,电路工作在 CCM 下,THD 较小,电路控制较简单。该电路的缺点是通过开关管的电流最大值是 3 个谐振电感的谐振电流之和,这就要求开关管的电流容量要大。另外,电路使用的元器件比较多,成本高。

在图 1-87 所示的电路中,通过输入端 Y 型接法的 3 个电容构成的中点与 2 个串联的开关中点、2 个串联输出电容的中点相连接构成三电平电路,该电路可以工作在 CCM 或 DCM 方式下。控制电路工作在 CCM 下是通过开关 S_1 和 S_2 分别控制正向电压最大相和负向电压最大相的电流来实现的。

当图 1-87 所示电路工作时,开关管所承受的最大电压只有输出电压的一半,这样就可以选择耐压参数小而开关速度快的半导体开关器件(如 MOSFET)以提高开关频率。同时,该电路工作在 CCM 下,THD 较小,前端的 EMI 滤波器可以设计得比较小。其缺点是需要检测的控制量比较多,控制比较复杂。由于该电路工作在 DCM 下,所以需要较大的 EMI 滤波器。为了进一步减小输入电流的 THD 值,从而减小 EMI 滤波器,可以通过两个双开关三电平电路并联的方法来达到这个目的。三相双开关三电平 PFC 并联电路如图 1-88 所示。这种交错并联方法与三相单开关 PFC 电路的交错并联思想是一致的。三相单开关 PFC 交错并联与三相双开关 PFC 交错并联在不同的输入电压下的 THD 比较如图 1-89 所示,效率比较如图 1-90 所示。

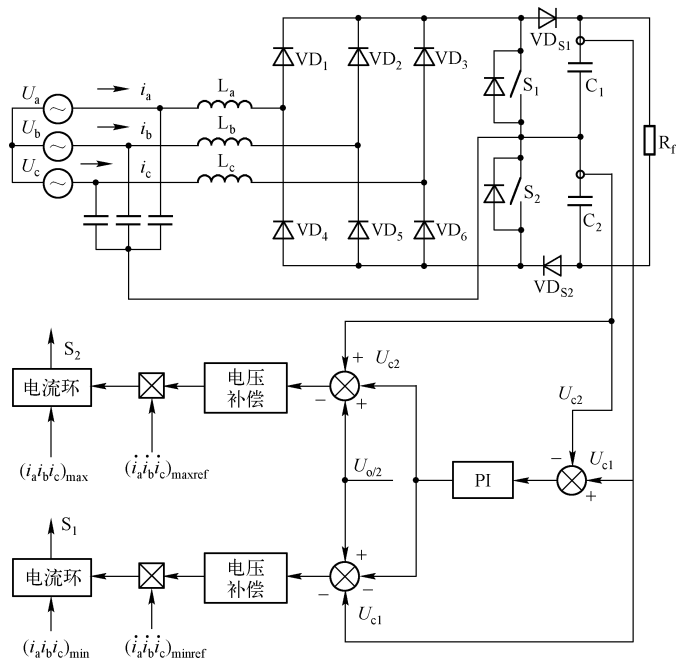


图 1-87 三相双开关三电平 PFC 主电路及控制框图

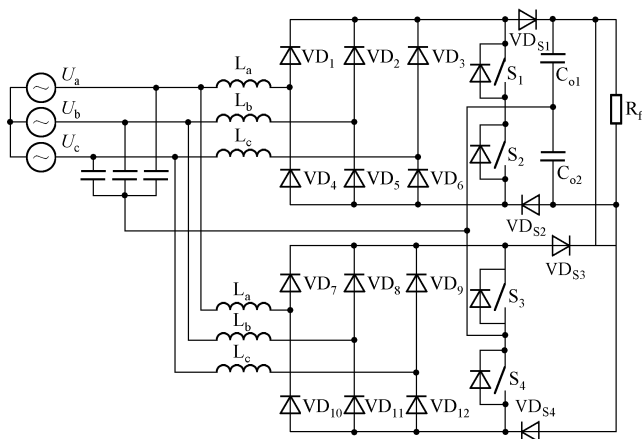


图 1-88 三相双开关三电平 PFC 并联电路

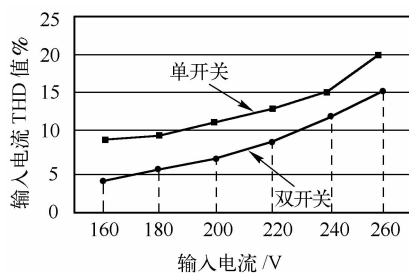


图 1-89 三相单开关 PFC 交错并联与三相双开关 PFC 交错并联在不同的输入电压下的 THD 比较

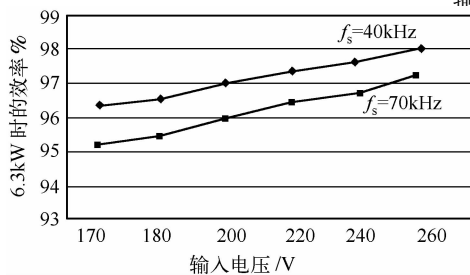


图 1-90 三相单开关 PFC 交错并联与三相双开关 PFC 交错并联在不同的输入电压下的效率比较

具有三相隔离变压器接口 (IFT) 的三相 Buck 型和 Boost 型 PFC 电路如图 1-91 和图 1-92 所示。这两个电路的基本思想是引入一个 IFT，IFT 的输出端电流为输入端电流 i_N 的 $1/3$ ，在此条件下，输入相电流 i_A 、 i_B 、 i_C 和整流桥输出电流 i_p 、 i_Q 存在一一映射关系。整流桥之后是两个 Buck 或 Boost 型 PFC 电路的串联。以图 1-91 为例，当 $U_a > 0 > U_c > U_b$ 时，上桥臂的 VD_1 和下桥臂的 VD_5 导通。

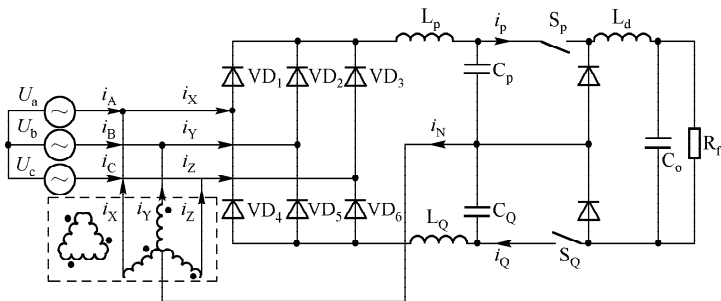


图 1-91 具有 IFT 的三相 Buck 型 PFC 电路

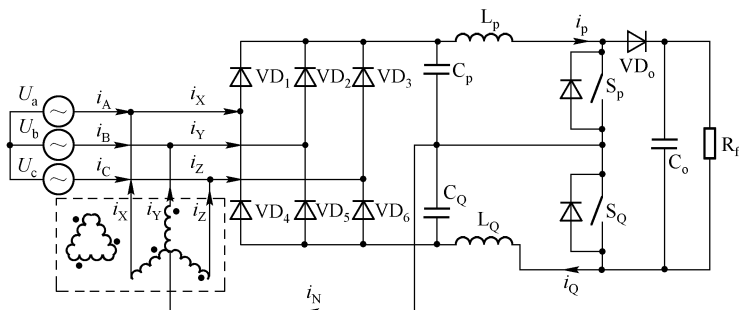


图 1-92 具有 IFT 的三相 Boost 型 PFC 电路



优缺点

这种电路的优点是开关少，控制简单，可采用任何单相 PFC 的技术；缺点是需要一个容量相当大的 IFT（约大于输入总功率的 20%），而由于 IFT 工作在低频，所以必然增加变换器的成本和体积。

3. 三相三开关 PFC 电路

三相三开关 PFC 电路每相的储能电感由各自的交流开关来操作，它们组成升压倍压整流器，每相的工作状态如同单相升压型 PFC，且电感电流连续，理论功率因数为 1。应用了三电平技术后，开关管与二极管的耐压与单相 PFC 电路的相同，控制电路与三个单相升压型 PFC 电路的也大体相同。

三相三开关三电平 PFC 电路如图 1-93 所示，其中开关 S_1 、 S_2 、 S_3 是双向开关。由于电路的对称性，电容中点电位 U_M 与电网中点的电位近似相同，所以通过双向开关 S_1 、 S_2 、 S_3 可以分别控制对应相上的电流。当开关合上时，对应相上的电流幅值增大；当开关断开时，对应桥臂上的二极管导通（电流为正时，上臂二极管导通；电流为负时，下臂二极管导通），在输出电压的作用下，Boost 电感上的电流减小，从而可以实现对电流的控制。这种电路还有一些类似的变形电路，如图 1-94 ~ 图 1-97 所示，这些电路可以采用滞环控制或空间矢量法控制。

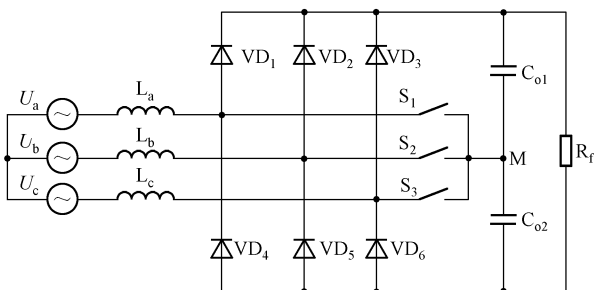


图 1-93 三相三开关三电平 PFC 电路

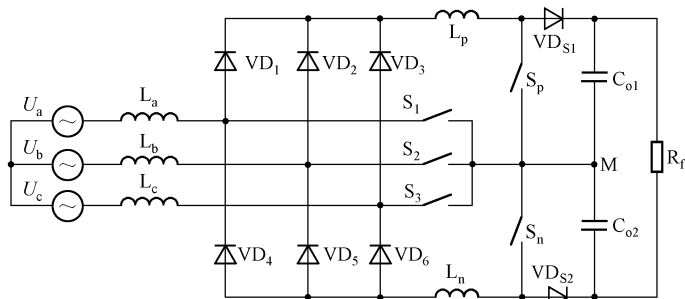


图 1-94 串联双 Boost 三相 PFC 电路 1

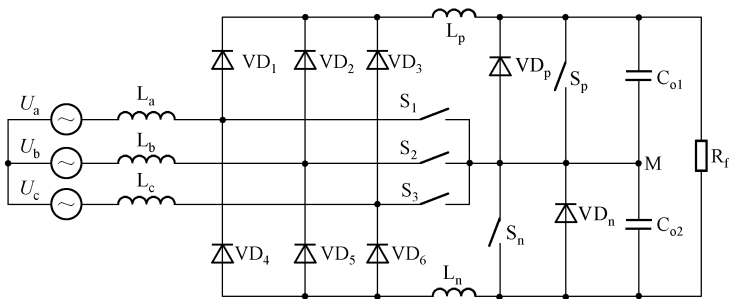


图 1-95 串联双 Boost 三相 PFC 电路 2

采用对应相上的开关在该相电压正向过零和负向过零时开始各导通 30° ，可以实现功率因数校正。这种控制的优点如下。



优缺点

控制简单，且开关频率只是网侧开关频率的 2 倍，因而可以选用频率比较低的开关器件，系统成本较低。但是这种控制方法下的 THD 比较大，Boost 电感值也要取得比较大。

针对三相三开关及其类似电路的控制方法，可以把这些电路分成两类：一类是两个单相 Boost 电路串联起来的电路（如图 1-93 ~ 图 1-95 所示），这些电路都有两个串联在一起的输出电容；另一类是两个单相 Boost 电路并联，如图 1-96、图 1-97 所示，这些电路只有一个输出直流电容。为此，提出的控制方法是：在一个网侧电压周期的 360° 内，选择一个 60° 区域，如 $U_a > U_b > 0$ ， $U_c < 0$ 时让 $S_1 \sim S_3$ 合上，这时的电路就可以等效成两个单相 Boost 电路串联或并联，这样就可以用单相 PFC 的控制技术对电路进行控制了。这种控制方法与滞环控制相比有一个优点，

就是在任何时刻,只有2个开关管工作在高频情况下,因此损耗较小。但这种控制方法需要使用三相解码电路来选择工作区。另外,当 Boost 电感放在直流侧时,交流侧有直通短路危险。

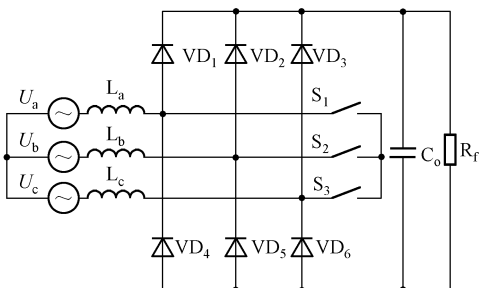


图 1-96 三相三开关两电平 PFC 电路 1

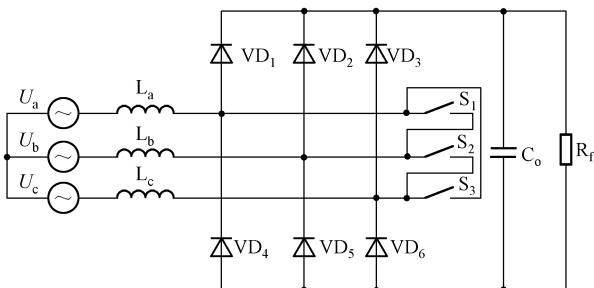


图 1-97 三相三开关两电平 PFC 电路 2

在图 1-98 中,将双向开关用 1 个 MOSFET 器件和 4 个整流二极管组成的整流桥相连接构成的双向开关来代替,就形成了 J. W. Kolar 等提出的三相三开关三电平 PFC 电路。这种电路的优点如下。

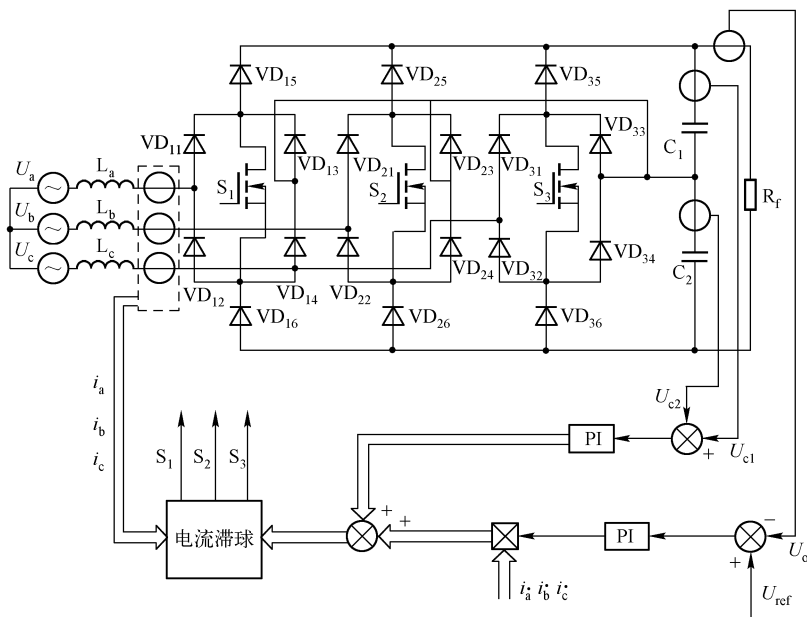


图 1-98 J. W. Kolar 等提出的三相三开关三电平 PFC 电路及控制框图



优缺点

开关所承受的电压只有输出电压的一半,因此可采用 MOSFET 器件;输入电流为 CCM 方式,因此变换效率高。该电路的缺点是每个桥臂要使用 6 个二极管,其中有 2 个为快速恢复二极管,器件数目多。

4. 三相四开关 PFC 电路

三相四开关 PFC 电路如图 1-99 所示。该电路与半臂控制电路(只对整流桥上半臂或下半臂进行控制,而另外半臂则使用整流二极管器件)相比,只



是增加了一个桥臂（由图 1-99 中的 S_4 与 VD_4 组成）和接在输入侧用来构造中点电压的 3 个 Y 型接法 R-L 电路。在电压的正半周，通过可控的半臂（ S_1 、 S_2 、 S_3 ）进行控制；而在负半周，则通过第 4 桥臂（ S_4 、 VD_4 ）来控制。

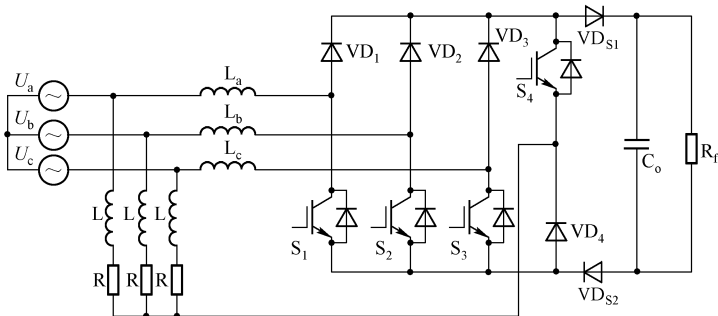


图 1-99 三相四开关 PFC 电路



优缺点

该电路与六开关整流器相比没有直通短路危险，而且少用了 2 个开关。但是这种电路电流的正负半波不对称，电流存在偶次谐波。通过两个模块并联的方法，一个模块的上半臂可控，另一个模块下半臂可控，可以使总的输入电流正负半波对称，从而消除电流的偶次谐波，并联电路图如图 1-100 所示。

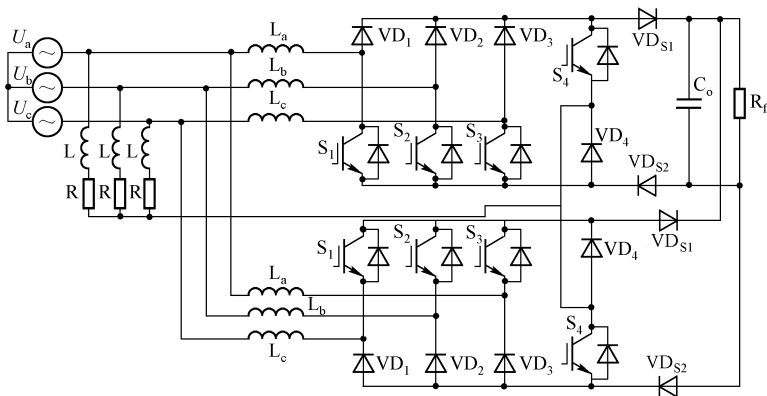


图 1-100 三相四开关 PFC 电路并联

5. 三相 PFC 电路近年来的研究热点



热点

三相 PFC 电路可以使输入电流近似为正弦波，并且通过控制使输出电压不会因输入电压波动而波动。它与二极管整流电路相比有很明显的优势，成为近年来电力电子技术研究的重要方面。近年来，三相 PFC 电路的研究主要集中在以下方面。

- ① 新颖的三相 PFC 电路拓扑结构的研究。
- ② 三电平、交错并联等技术以减小输入谐波和 EMI 滤波器的研究。
- ③ 软开关技术在三相 PFC 电路中的应用。
- ④ 三相单级 PFC 电路的研究。

1.4.3 单相 PFC 组合构成三相 PFC 的电路拓扑

由 3 个单相 PFC 电路组合构成的三相 PFC 电路如图 1-101、图 1-102 所示。图 1-101 中的每个单相 PFC 后跟随一个隔离型 DC/DC 变换器。DC/DC 变换器的输出并联后向负载供电。该电路由于需要 3 个外加隔离 DC/DC 变换器，所以成本较高。图 1-102 所示电路是 3 个单相 PFC 变换器在输出端直接并联而成的，每个单相 PFC 的控制可采用平均电流控制法、峰值电流控制法或固定导通时间控制法。

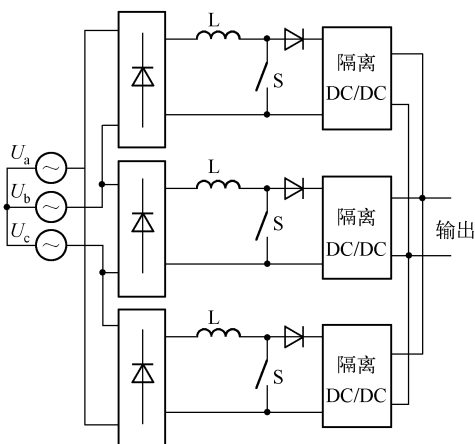


图 1-101 由 3 个单相 PFC 组合构成的三相 PFC 电路 1

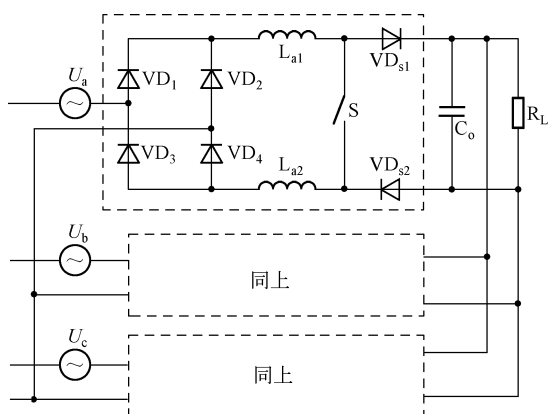


图 1-102 由 3 个单相 PFC 组合构成的三相 PFC 电路 2

单相 PFC 组合成三相 PFC 的技术优势是：可以利用比较成熟的单相 PFC 技术，而且电路由 3 个单相 PFC 同时供电，如果某一相出现故障，其余两相仍能继续向负载供电，这样电路具有冗余特性。



与三相六开关 PFC 电路相比，单相 PFC 电路的开关器件少，没有直通问题，控制可沿用单相 PFC 成熟的控制技术。但是这种电路由 3 个单相 PFC 组成，使用的元器件比较多。

在图 1-102 所示电路中，3 个单相 PFC 之间存在相互影响，即使加入隔离电感和隔离二极管后也不能完全消除这种影响。该电路的效率和输入电流 THD 指标有所下降，不适合于大功率应用场合。

如图 1-103 所示的电路通过工频变压器把三相电压变换成 2 个单相（这两相的输出电压幅值相同，相位差 90° ），然后用 2 个单相 PFC 电路来实现三相 PFC 的功能。与图 1-101 及图 1-102 相比，这种电路少了一个单相 PFC 模块。变压器可以实现 PFC 电路与输入网侧间的隔离作用，而且通过变压器变比的设计，可以调整 PFC 的输入电压。但使用变压器增大了系统的体积和质量。

三相到二相变压器的 Scott 和 Leblanc 两种绕法分别如图 1-104、图 1-105 所示。在 Scott 绕法中， $N_2 = 2/\sqrt{3}N_1$ （ N_1, N_2 为变压器所绕线圈的匝数），变压器的输入/输出电压向量如图 1-104 右边所示。在 Leblanc 绕法中， $N_1 = \sqrt{3}N_2$ ， $x = N_1/3 = N_2/\sqrt{3}$ ，电压 U_{s1} 、 U_{s2} 的向量图如图 1-105 右边所示。变压器的这两种绕法都能保证输入侧三相电流的平衡。

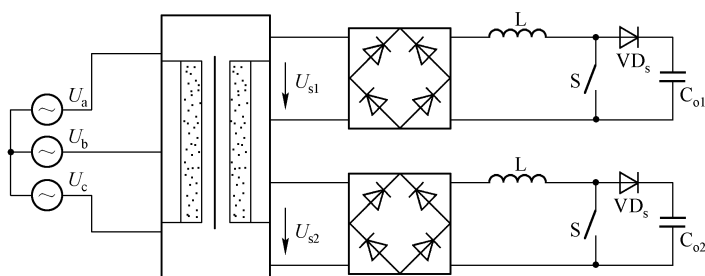


图 1-103 由 2 个单相 PFC 组成三相 PFC 电路

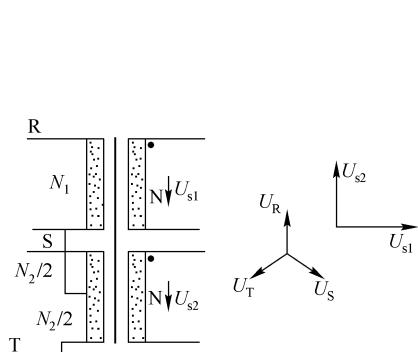


图 1-104 变压器的 Scott 绕法

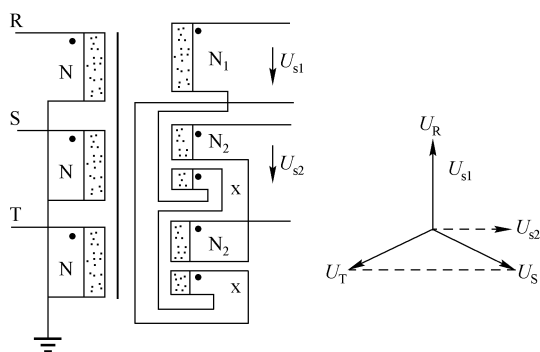
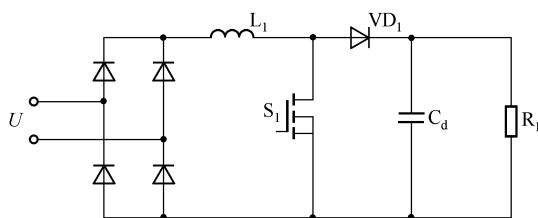


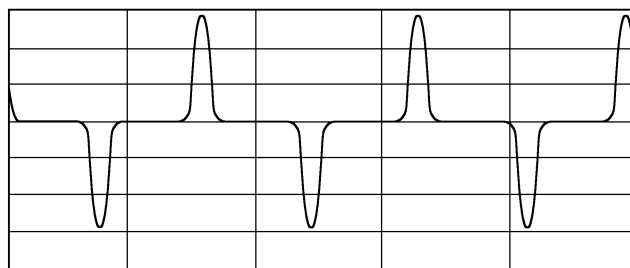
图 1-105 变压器的 Leblanc 绕法

1.4.4 多相交叉升压组合电路

因为高频脉宽调制变换技术大多采用电容滤波型整流电路，输入电流受滤波电容的影响为脉冲状态，如图 1-106 所示，所以其功率因数低、输入电流谐波成分大。因此，电容滤波型整流电路是公用电网中最主要的谐波源，会对电力系统造成很大的危害。



(a) 电容滤波型整流电路



(b) 输入电流波形

图 1-106 电容滤波型整流电路及其电流波形

1. 多相交叉升压电路的基本拓扑结构



优点及电路拓扑

多相交叉升压式有源功率因数校正技术具有输出功率大, 电路简单, 成本低等优点, 这种新电路拓扑扩展了 APFC 技术在电力电子产品中的应用范围。

多相交叉升压电路为多端电路拓扑, 既可以做成双端推挽式 (即二路交叉移相), 也可以做成三端式 (即三路交叉移相) 及四路, 五路……直至 N 路 ($N \geq 2$, 整数)。从实用的角度来看, 二路将会得到较广泛的应用。

推挽式升压电路拓扑如图 1-107 所示, 从图 1-107 可看出, 它与传统的单端式升压电路不同, 它由两路完全相同的单端升压电路并联组成, 由两组相位相差 180° 的驱动信号分别去驱动功率开关器件 S_1 、 S_2 , 使两路交叉导通。通过调节驱动信号的占空比, 可在一定范围内调节输出电压。例如, 采用同样容量的功率开关器件, 其输出功率为单端式升压电路的 2 倍。

双路并联推挽式升压电路拓扑如图 1-108 所示, 两路推挽式升压电路直接并联, 共用输入整流电路和输出电容。例如, 采用同样容量的功率开关器件, 其输出功率为单端式升压电路的 4 倍。只要驱动容量足够, 可用同一组推挽的脉冲信号来驱动相应的 4 个功率开关器件。

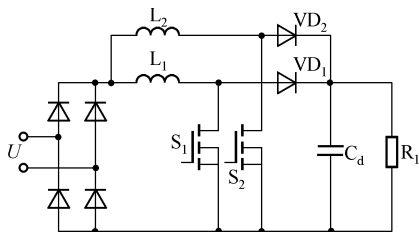


图 1-107 推挽式升压电路拓扑

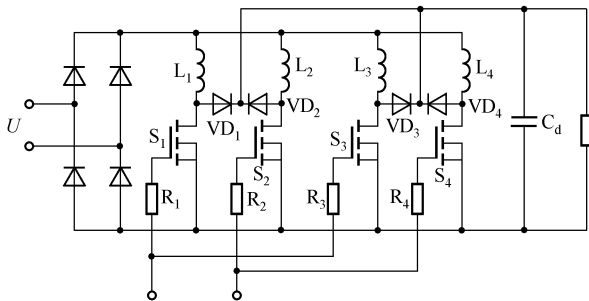


图 1-108 双路并联推挽式升压电路拓扑

多相交叉升压电路既可应用于单相交流电源的有源功率因数校正, 也可应用于三相交流电源的有源功率因数校正。如图 1-109 所示为由 3 个单相推挽式升压电路组成的三相推挽式升压电路拓扑。

2. 多路交叉移相升压电路的工作原理

推挽式升压电路是最简单, 也是最基本的多路交叉移相式升压电路, 其他多路交叉移相式升压电路拓扑结构, 如双路并联推挽式升压电路等可在此基础上推出。

如图 1-107 所示的推挽式升压电路可看成由两路输入端和输出端并联连接的单端式升压子电路组成, 这两路单端式升压子电路分别由功率开关器件 S_1 、电感 L_1 、二极管 VD_1 和功率开关器件 S_2 、电感 L_2 、二极管 VD_2 组成。如图 1-110 所示为推挽式升压电路的各点波形图。当交流输入 U_m 经全波整流后的电压 U_d 加到推挽式升压电路的输入端时, 有源功率因数校正电路的控制电路提供两组相位相差 180° 的驱动信号 U_{gs1} 和 U_{gs2} 分别驱动功率开关器件 S_1 、 S_2 , 使它们交叉导通, 如图 1-110 (c) ~ (f) 所示。

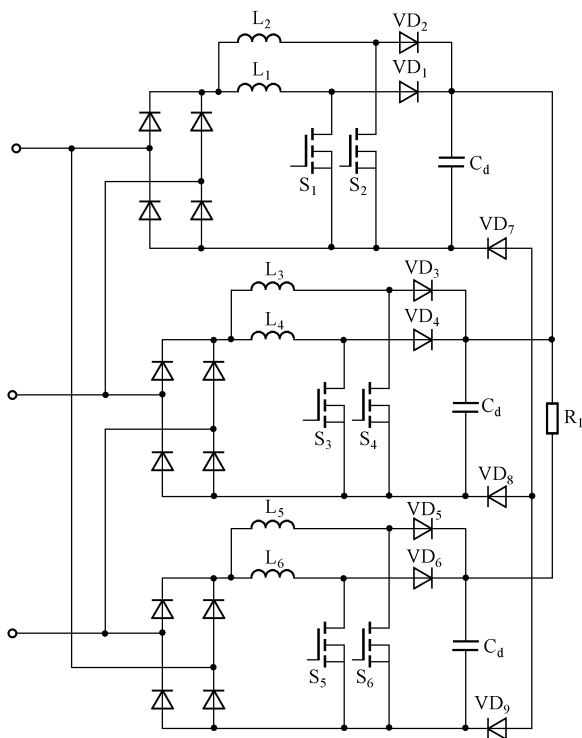


图 1-109 由 3 个单相推挽式升压电路组成的三相推挽式升压电路拓扑

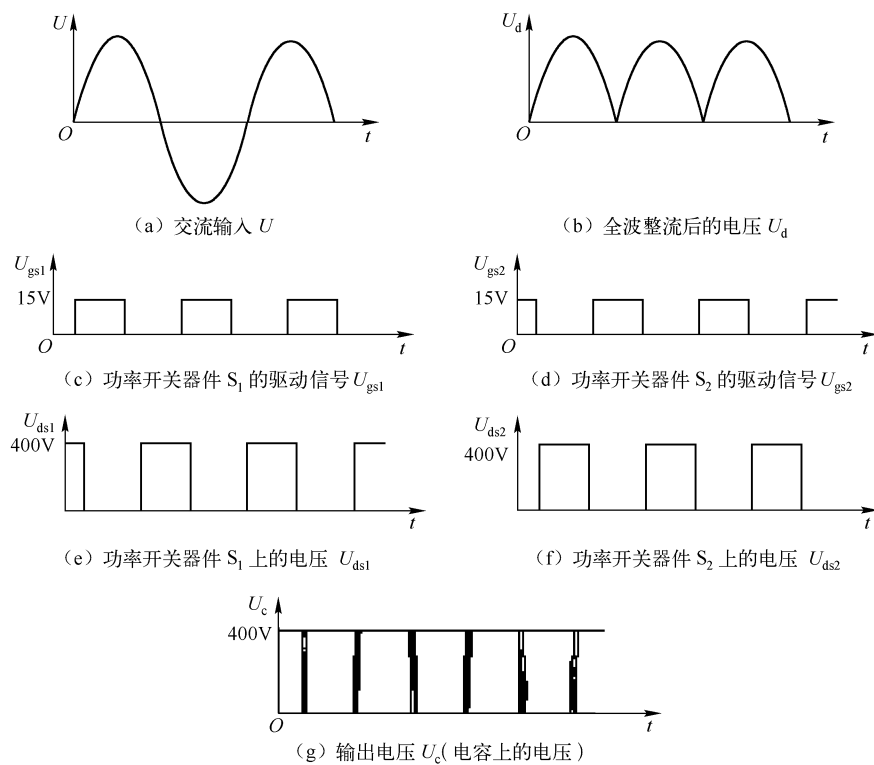


图 1-110 推挽式升压电路的各点波形图



特点

从图1-110中可看出：与通常单端式升压电路不同，推挽式升压电路的输出电压是由两个完全相同的波形相移 180° 叠加而成的，其输出功率可扩展为单端式升压电路的2倍。

如图1-108所示的双路并联推挽式升压电路由如图1-107所示的推挽式升压电路直接并联组成。用两组相位相差 180° 的驱动信号 U_{gs1} 和 U_{gs2} 分别去驱动双路并联的推挽式升压电路中的功率开关器件 S_1 、 S_3 和 S_2 、 S_4 ， S_1 和 S_3 分别与 S_2 和 S_4 交叉导通。双路并联推挽式升压电路的各点波形与推挽式升压电路的基本相同，其输出功率可扩展为单端式升压电路的4倍。

在如图1-109所示的三相有源功率因数校正电路拓扑中，每一相所对应的推挽式升压电路的工作原理及相应各点的波形与单相推挽式升压电路的相同。

双端推挽式升压有源功率因数校正控制及驱动电路的原理图如图1-111所示，该电路由推挽式升压主电路和有源功率因数校正控制驱动电路组成。图中的虚线框内为推挽式升压有源功率因数校正的专用控制电路，该电路由有源功率因数校正专用集成电路、分频器及驱动器组成。有源功率因数校正控制驱动电路可采用任意一种有源功率因数校正专用集成电路，如UC3854、MC34261、ML4812、TDA4814、CS3810等。由有源功率因数校正专用集成电路输出的脉宽调制信号经分频器给出两组相位相差 180° 的脉冲信号，使驱动器提供两组相位相差 180° 的驱动信号 U_{gs1} 和 U_{gs2} 分别驱动功率开关器件 S_1 、 S_2 ，使两路开关，即两路升压电路交叉导通。

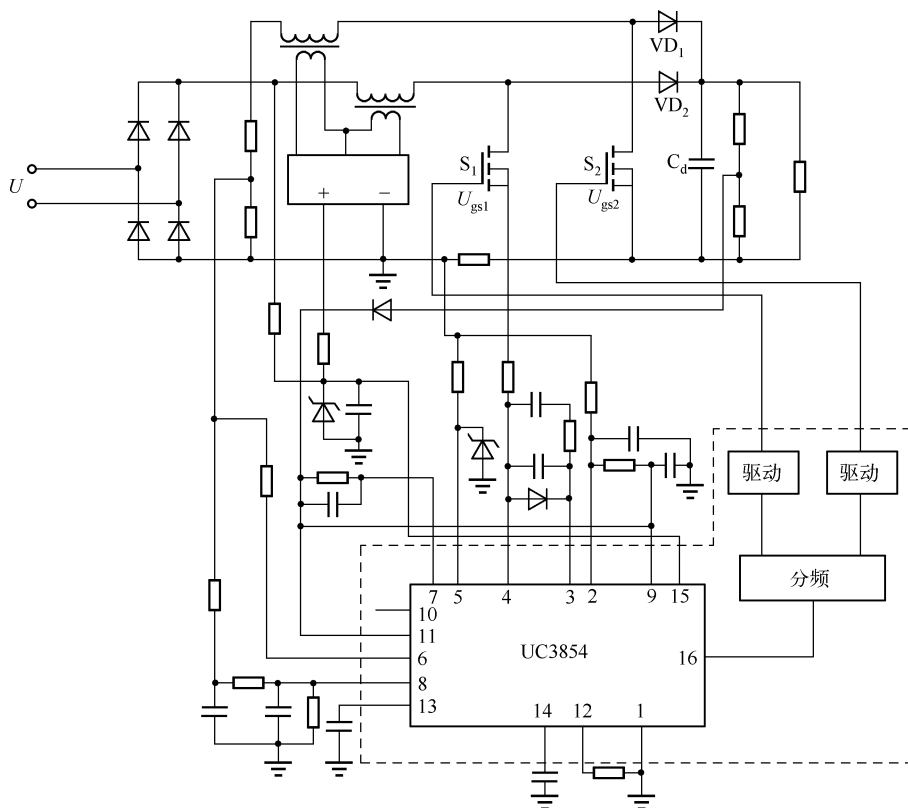


图1-111 双端推挽式升压有源功率因数校正控制及驱动电路的原理图



1.4.5 三相单开关 PFC 拓扑结构

由于无论是三相六开关 PFC 还是由单相 PFC 组成的三相 PFC 的成本都比较高，所以人们一直在寻找更简单有效的三相 PFC 拓扑，进而提出了三相单开关 PFC 拓扑结构。三相单开关 PFC 电路及其控制电路如图 1-112 所示。它仅采用了一个主开关管，电路简单，功率因数可达 0.955。此电路的主开关管 VT_1 基本上工作于等脉宽的 PWM 状态，经三相整流桥使三相高频储能电感 L_a 、 L_b 、 L_c 同时储能或放能升压，输出直流电压 750 ~ 800V。对于图 1-112 所示电路，若高频储能电感量小，则可使电路工作在电流不连续（DCM）状态，使高频开关周期内电流的峰值正比于相电压的瞬时值，而且谐波电流较小，功率因数提高。但在储能释放过程中，电流并不正比于输入电压，三相电流波形仍有畸变。

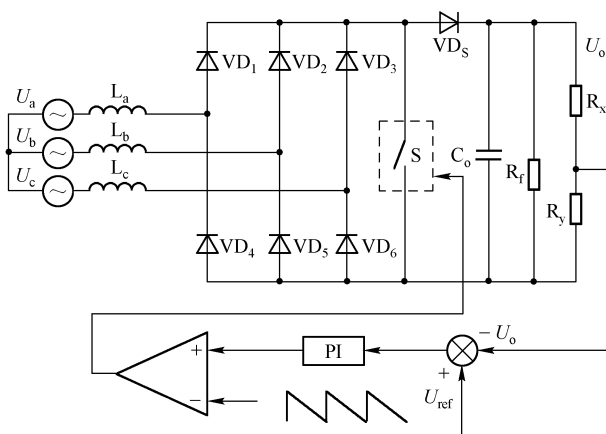


图 1-112 三相单开关 PFC 电路及其控制电路



电路特点

三相单开关 PFC 电路可以看成单相电流断续（DCM）PFC 在三相电路中的延伸，在其控制电路中只有一个电压环，输出电压与参考电压的误差经过放大后与三角波比较来控制开关的动作。三相单开关 PFC 电路的开关频率远高于电网频率，在一个开关周期内，输入电压近似不变。在开关导通期间，加在三个 Boost 电感上的电压分别为各相此时的相电压（近似不变），电感电流线性上升。在这期间，各相的电流峰值正比于对应各相相电压的瞬时值。但当开关关断时，加在输入各电感上的电压由输出电压与此时的相电压瞬时值决定，因此此时电感上的电流平均值与输入电压瞬时值不再满足线性关系，电流也就产生了畸变。

设三相单开关 PFC 电路的主要参数为： U_o 为输出直流电压， D 为开关占空比， f_s 为开关频率， L 为 Boost 电感值， M 为升压比，定义为 $M = \frac{U_o}{U_m}$ ， U_m 为输入相电压的峰值。当三相单开关 PFC 电路工作时，3 个 Boost 电感上的电流波形如图 1-113 所示（设 $U_c < 0$ ， $U_a > U_b > 0$ ）。电流波形在一个开关周期内可以分成四个阶段：在 t_1 期间，开关导通，电流 i_a 、 i_b 、 i_c 线性增加；在 t_2 期间，开关关断， i_a 、 i_b 、 i_c 在输出电压和相电压的共同作用下开始减小，当 i_b 减小到零时， t_2 期间结束，开始 t_3 期间，最后 i_a 、 i_c 同时回到零， t_3 阶段结束；在 t_4 期

间, 3 个 Boost 电感上的电流保持为零。

为了减小网侧输入电流的畸变, 就要提高输出电压值 (输出直流电压高, 可以缩短一个开关周期内输入电流平均值与输入电压瞬时值的非线性阶段 t_2 和 t_3 , 便可以减小电流畸变), 但这就增大了开关管承受的电压, 也增加了后面 DC/DC 变换器的电压耐量, 还给 Boost 二极管的选择带来了困难。由于电流工作在 DCM 下, 所以输入侧的电流的 THD 值大, 并且需要有较大的 EMI 滤波器。这种电路的优势是: 电路简单, 仅使用一个开关管, 控制容易; 由于电路工作在 DCM 下, 所以 Boost 二极管 VD_s 不存在反向恢复问题, 一般情况下可以不使用吸收电路; 开关在零电流下导通, 开关开通损耗小; 系统成本低。

为了减小输出电压值和输入电流的 THD 值, 可以使用注入谐波的方法来实现开关管的脉宽微调, 从而减小电流的 THD 值。谐波注入电路如图 1-114 所示。谐波注入法主要是指通过注入 6 次谐波来抑制输入电流谐波, 6 次谐波注入使开关导通比变为

$$d(t) = D[1 + m\sin(6\omega t + 3\pi/2)] \quad (1-100)$$

式中, m 为调制比, $0 < m < 1$ 。

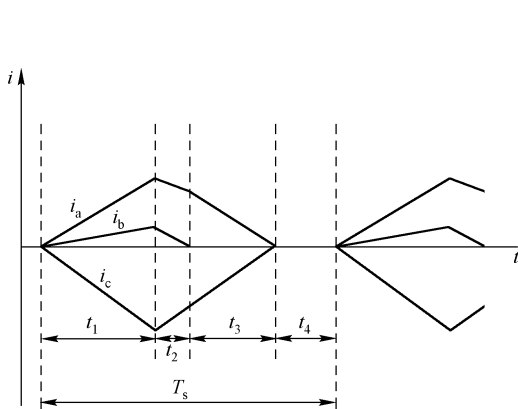


图 1-113 Boost 电感上的电流波形

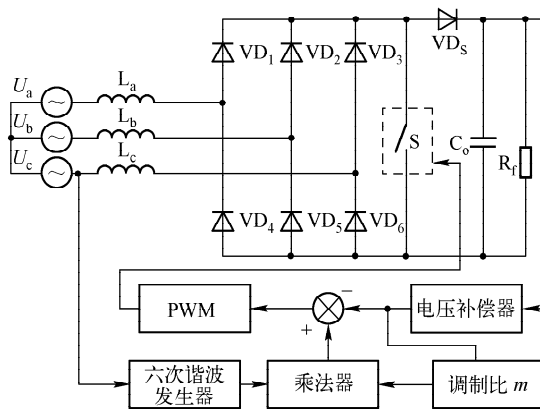


图 1-114 谐波注入电路

由于输入电流谐波中的五次谐波占主导地位, 所以三相电流可近似为

$$\begin{aligned} I_a &= I_1 \sin(\omega t) + I_5 \sin(5\omega t + \pi) \\ I_b &= I_1 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + I_5 \sin\left(5\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \\ I_c &= I_1 \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + I_5 \sin\left(5\omega t + \frac{\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (1-101)$$

式中, I_1 为交流输入电流; I_5 为 5 次谐波电流。

忽略 m^2 和高于 7 次的谐波就有

$$\begin{aligned} i'_a &= I_1 \sin(\omega t) + (I_5 - mI_1) \sin(5\omega t + \pi) - mI_1 \sin(7\omega t) \\ i'_b &= I_1 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + (I_5 - mI_1) \sin\left(5\omega t - \frac{\pi}{3}\right) - mI_1 \sin\left(7\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i'_c &= I_1 \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + (I_5 - mI_1) \sin\left(5\omega t + \frac{\pi}{3}\right) - mI_1 \sin\left(7\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (1-102)$$

由此可见, 注入 6 次谐波时, 可以减小 5 次谐波, 但同时也增大了 7 次谐波。



通过两个三相单开关 PFC 的交错并联（interleaving）的方法也可以减小输入电流的 THD 值。该电路如图 1-115 所示。这种并联的思想是让这两个三相单开关 PFC 电路尽可能工作在接近 DCM 与 CCM 临界的情况下，然后使两个开关的驱动信号在相位上相错开 180° 。这样，单个三相单开关 PFC 电路相当于工作在 DCM 下，但这两个模块的电流之和有可能是连续的，输入网侧电流的谐波显著减小，电流波形如图 1-116 所示。

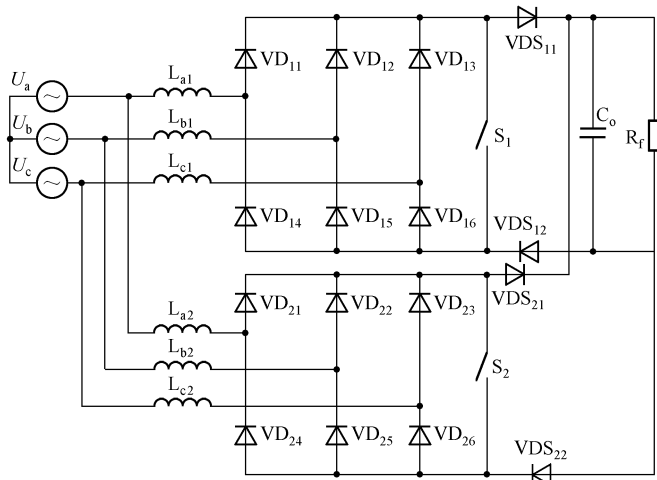


图 1-115 两个三相单开关 PFC 交错并联电路

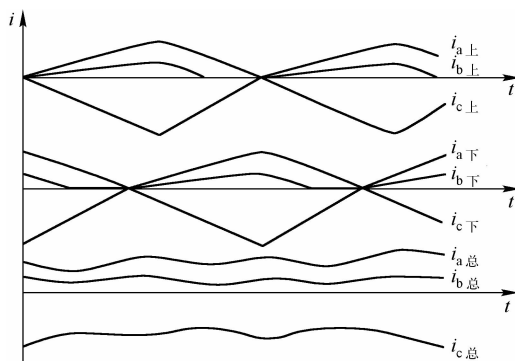


图 1-116 两个三相单开关 PFC 交错并联电路的电流示意图



优缺点

交错并联的好处是：一方面减小了输入电流的 THD 值，另一方面由于两个开关的驱动信号在相位上错开 180° ，使系统的等效开关频率提高了 1 倍，进而可以使 EMI 滤波器的截止频率提高。这两方面都可以减小 EMI 滤波器的体积和质量。即便不采用任何电流控制方式，这两个三相单开关 PFC 电路也都有较好的均流效果。但是使用两个三相单开关 PFC 电路模块，会使整个系统的成本提高。另外，为了减小两个模块内部的相互影响，每个模块还要加一个隔离二极管。

为了减小开关管的电流应力，可用 3 个开关管取代全桥上半臂或下半臂的整流二极管；另外半臂不能使用普通整流二极管，而要使用快恢复二极管，电路如图 1-117 所示。3 个开关管使用同一个驱动信号，电感电流工作在 DCM 下。与图 1-113 所示的电路相比，该电路的优点是：每个开关管的平均电流应力只有图 1-113 所示电路中

开关管的 $1/3$ ，半导体器件的损耗也比较小（因为当开关关断时，电流只通过 2 个半导体器件，而在图 1-113 所示电路中电流则通过 3 个半导体器件）。其缺点是：使用了 3 个开关管和 3 个快速恢复二极管，成本较高，电路仍工作在 DCM 下，THD 较大。

在提高开关频率进而减小输入滤波器的同时，为了减小开关损耗及 EMI，可以通过辅助开关 S_a 和 L_r 、 C_r 组成的谐振支路使主开关管实现零电流关断。电路如图 1-118 所示。零电流关断的实现过程是：在主开关 S 导通期间， C_r 通过 L_r 、 S 、 S_a 内部的二极管放电，使 C_r 上的电压为上负下正。在开关关断前一段时间，辅助开关 S_a 先导通， C_r 与 L_r 谐振，将 C_r 上充好的电能放出。谐振电流经过主开关管的方向与原来主开关管电流方向相反，抵消了主开关管的电流，从而实现了主开关管的零电流关断。

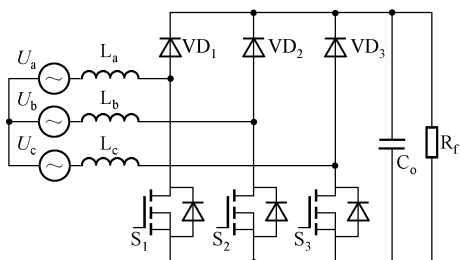


图 1-117 全桥下半臂用 3 个开关管取代整流二极管的电路

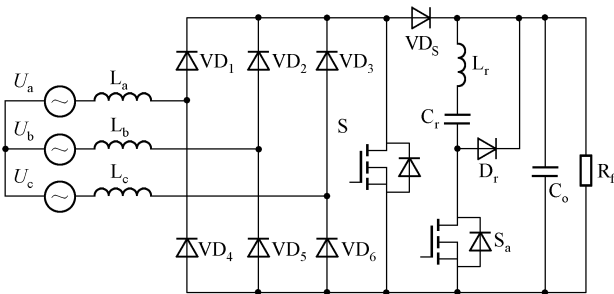


图 1-118 主开关管的零电流关断电路



优缺点

如图 1-119 所示是 J. W. Kolar 等提出的 Buck—Boost 输出型三相 PFC 电路，这种电路可以认为是反激式单相 PFC 在三相中的延伸。该电路的工作原理是：当开关导通时，电感电流线性上升；当开关关断时，电感电流通过变压器向负载释放。

该电路的优点是：输入电流为纯正弦，功率因数为 1，输出与输入隔离。其缺点是：开关的电流应力和电压应力都很大，与单相正激式 PFC 相同，适合应用在小功率范围。

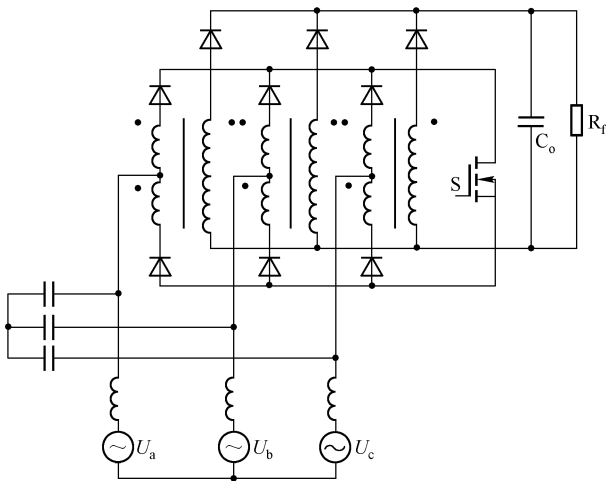


图 1-119 Buck—Boost 输出型三相 PFC 电路



1.4.6 单开关三相高功率因数、低谐波整流器

三相二极管整流桥和升压式 DC/DC 换流器级联可以组合成三相整流电源系统，并且使该系统运行在输入电感电流不连续导通模式（DCM）。当采用占空比恒定的 PWM 控制方法时，可以实现高功率因数、低谐波畸变的单开关三相整流电源，并且可根据负载条件的变化情况对直流输出电压进行必要的控制。

1. 工作原理及运行条件

单开关三相升压式换流器的主电路如图 1-120 所示。图中的 L_1 、 L_2 、 L_3 ， C_a 、 C_b 、 C_c 组成 EMI 滤波器， L_a 、 L_b 、 L_c 为输入电感（且 $L_a = L_b = L_c$ ）， S 为理想功率开关， C_d 为输出滤波电容， R_f 为负载电阻，三相电源电压为

$$\begin{aligned} U_{an} &= \sqrt{2} U \sin \omega t \\ U_{bn} &= \sqrt{2} U \sin \left(\omega t - \frac{3\pi}{2} \right) \\ U_{cn} &= \sqrt{2} U \sin \left(\omega t + \frac{3\pi}{2} \right) \end{aligned} \quad (1-103)$$

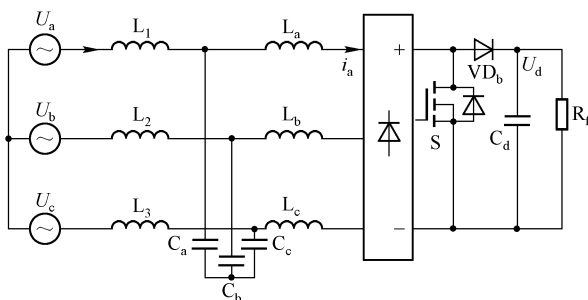


图 1-120 单开关三相升压式换流器的主电路

首先假定三相输入电感 L_a 、 L_b 、 L_c 运行在不连续导通模式（DCM），其工作原理分析如下。按照对称性原理，在时间间隔 $\left[\frac{\pi}{2}, \frac{2\pi}{3} \right]$ 内对换流器拓扑变换进行的描述可扩展到整个基波周期，这样在每个基波周期内共有 12 个不同的子间隔，每个子间隔为 $\frac{\pi}{6}$ ，而每个开关周期又分为 4 个子间隔。如图 1-121 所示为换流器在间隔 $\left[\frac{\pi}{2}, \frac{2\pi}{3} \right]$ 内的一个开关周期内的四种通断状态，其中 $t_{\mu,1}$ 为开关关断时刻， $t_{\mu,2}$ 为某相输入电感电流到零的时刻， $t_{\mu,3}$ 为三相输入电感电流都到零的时刻， T_s 为开关周期。

已知在此时间间隔内 $U_{an} > 0$ ， $U_{cn} \leq U_{bn} \leq 0$ 。按照不连续导通模式（DCM），在功率开关 S 导通瞬间（ $t_{\mu} = 0$ ）， $i_a = i_b = i_c = 0$ 。假定直流输出电压 U_d 比电源线电压的峰值 $\sqrt{2} \times \sqrt{3} \times U$ 充分高，在功率开关 S 导通之前输出二极管 VD_b 和三相二极管整流桥处在反向阻塞状态，则在开关周期的第一个子间隔 $t_{\mu} \in [0, t_{\mu,1}]$ 内有

$$i_a = \frac{U_a}{L_a} t_{\mu}; i_b = \frac{U_b}{L_b} t_{\mu} \quad (1-104)$$

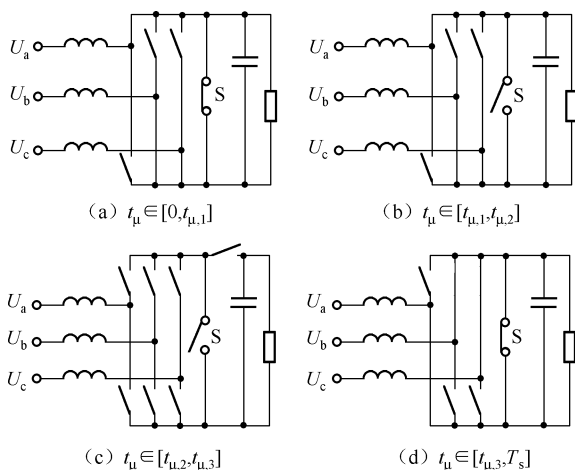


图 1-121 在一个开关周期内换流器的四种通断状态

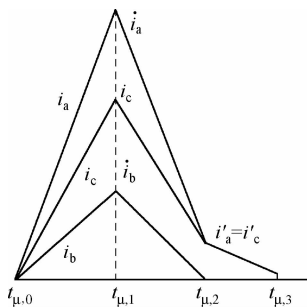
这样，三相电感电流 i_a 、 i_b 、 i_c 从零开始分别以与对应相的电压成正比的形式线性增长，并在 $t_\mu = t_{\mu,1}$ 时刻（由控制电路给定的 S 关断点）使三相输入电感电流 i_a 、 i_b 、 i_c 达到峰值，其表达式为

$$i'_a = \frac{t_{\mu,1}}{L_a} U_a; i'_b = \frac{t_{\mu,1}}{L_b} U_b; i'_c = \frac{t_{\mu,1}}{L_c} U_c \quad (1-105)$$

在 $t_{\mu,1}$ 时刻，功率开关 S 关断。由于三相输入电感 L_a 、 L_b 、 L_c 的去磁作用，三相输入电感电流 i_a 、 i_b 、 i_c 通过输出二极管 VD_b 对负载续流。

在 $t_{\mu,2}$ 时刻，原来在 $t_{\mu,1}$ 时刻的三相电感电流 i_a 、 i_b 、 i_c 中绝对值最小的那一相下降为 0，即 $i_b = 0$ 。紧接着的是第二个去磁作用间隔 $t_\mu \in [t_{\mu,2}, t_{\mu,3}]$ ，在这个间隔内所剩下的另两相电感电流继续减小，并在 $t_{\mu,3}$ 时刻变为 0。

在第四个子间隔 $t_\mu \in [t_{\mu,3}, T_s]$ 内，三相输入电感电流 i_a 、 i_b 、 i_c 都为 0，负荷是由直流滤波电容 C_d 所储存的能量来续流的。图 1-122 给出了一个开关周期内三相电感电流 i_a 、 i_b 、 i_c 的波形。由上述分析可知，三相电感电流 i_a 、 i_b 、 i_c 不连续运行的必要条件是 $t_{\mu,3} \leq T_s$ 。但是由于其比较抽象，对电路设计和元件参数的选择没有直接的指导作用，所以有必要把这个必要条件具体化。然而，由于图 1-121 所示模式的转换过程很复杂，要想获得电流不连续导通模式的严格条件很困难，因此在具体化过程中必须对换流器的拓扑变换做适当的近似。

图 1-122 一个开关周期内三相电感电流 i_a 、 i_b 、 i_c 的波形



假设条件

假设在一个开关周期内的三相电感电流 i_a 、 i_b 、 i_c 是同时到零的，并且忽略了三相输入电感电流的间断时间，则可用图 1-123 所示的忽略交流滤波器及其损耗的直流等值电路进行近似分析。

图中的等值电感 L 等于 $1.5L_a$ ， E_1 是三相不控整流桥的平均空载输出电压（为 $3\sqrt{2}U/\pi$ ）， U_d 是直流输出电压。

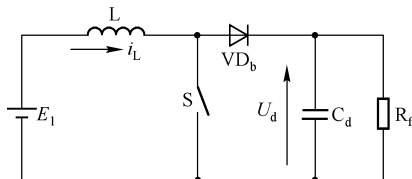


图 1-123 忽略交流滤波器及其损耗的直流等值电路

2. 换流器基波等效输入电阻 R_N

将上述工作过程拓展到一个全工作周期，不难看出，对于理想的换流器系统来说，不连续的电感电流 i_a 、 i_b 、 i_c 的包络线与对应相的电源电压成正比，且无相位移，因此不连续流动的三相电感电流 i_a 、 i_b 、 i_c 的基波分量是正弦波，且与三相电源电压同相位。由于功率开关的开关频率大大高于电源频率，所以可不考虑功率开关的同步问题，并可忽略电源频率下滤波器的衰减，这样可把三相电源电流看成三相电感电流 i_a 、 i_b 、 i_c 的基波分量。这样，对于理想的换流器系统来说，其功率消耗相当于在电源输入滤波器上连接了一个星形接线的等效电阻 R_N 。由于三相升压式换流器的三相电感电流 i_a 、 i_b 、 i_c 在一个开关周期内的平均值是按正弦变化的，所以对其在一个基波周期内进行积分就可求出三相电源电流 i_{an} 、 i_{bn} 、 i_{cn} ，再把三相电源电压的幅值与三相电源电流基波分量的幅值相除就可得到换流器系统的输入侧的基波等效电阻 R_N 。

3. 输入/输出滤波器设计原则

1) 换流器输入滤波器

输入滤波器的单相谐波等值电路如图 1-124 所示，根据图 1-124，可求得输入滤波器中电感电流的谐波分量 $I_{il,n}$ ：

$$I_{il,n} = \frac{X_{ca,1} I_{a,n}}{n^2 X_{L1,1} - X_{ca,1}} \quad (1-106)$$

式中， n 为谐波次数； $X_{ca,1}$ 为输入滤波器电容 C_{ia} 的基波容抗； $X_{L1,1}$ 为输入滤波器电感 L_1 的基波感抗。

式 (1-106) 可进一步简化为

$$\frac{X_{L1,1}}{X_{ca}} = \frac{1}{n^2} \left(\frac{I_{an}}{I_{1,n}} + 1 \right) \quad (1-107)$$

三相电感电流 I_a 、 I_b 、 I_c 的峰值谐波分量在 $h-1$ 处（ h 为开关频率处的谐波次数），因此式 (1-107) 可简化并改写为

$$L_1 C_a \geq \frac{1}{\omega^2 (h-1)^2} \left(\frac{I_{a,h-1}}{I_{1,h-1}} + 1 \right) \quad (1-108)$$

式 (1-108) 表明滤波器元件的容量是开关频率 f_s 的函数。 f_s 越高，所要求的滤波器元件的容量越小。

2) 换流器输出滤波器

由于换流器中的二极管整流器是六脉动的，所以换流器输出电流 I_{dc} 的主要谐波分量在

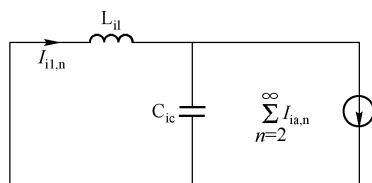


图 1-124 输入滤波器的单相谐波等值电路

频率 f_s 附近及其6倍数的频率上。由于换流器的输出电流 I_{dc} 由调制过的脉冲链组成,所以有必要用某种形式的输出滤波器把不希望有的谐波分量滤除。输出滤波电容 C_d 两端的 h 阶次谐波分量的电压为

$$U_{d,h} = \frac{I_{h2}}{h\omega C_d} \quad (1-109)$$

式中, I_{h2} 为输出二极管上的电流 I_{dc} 的 h 次谐波分量的有效值。

由于换流器输出电压 U_d 的主要谐波分量在频率 f_s 附近及其与6倍数的频率上,所以根据定义可得出输出电压 U_d 的纹波系数 η 为

$$\eta = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{d,n}^2}}{\sqrt{2} U_{d,0}} \times 100\% \approx \frac{U_{d,h}}{\sqrt{2} U_{d,0}} \times 100\% \quad (1-110)$$

如果要求换流器直流输出电压 U_d 纹波系数 η 小于0.01%,则把式(1-109)代入式(1-110)可得出输出滤波电容 C_d 的值为

$$C_d \cong \frac{100I_{h2}}{\sqrt{2} U_{d,0} \eta h \omega} \quad (1-111)$$

从上面的结果可以看出,所设计的单开关三相升压式换流器能获得的功率传输品质因数接近1,谐波含量低,并且其输出电压纹波很小($<0.01\%$)。进一步可以得出以下结论。



特点

① 在三相输入电感不连续导通模式下,仅对单个功率开关进行占空比恒定的PWM控制就能实现电源电流的有源整形。

② 对于任何一个负载,总有一组电路参数和控制参数与之对应,它一方面使三相电源电流的波形为正弦,另一方面也使直流输出电压基本保持恒定。由此得到的启示是:只要控制回路能动态地调节,使之适应负载要求,换流器就能实现在对三相电源电流进行有源整形的同时控制直流输出电压基本不变。

第2章 功率因数校正电路控制器



2.1 功率因数校正控制技术

2.1.1 功率因数校正控制方法

目前，APFC（Active Power Factor Correction，有源功率因数校正）技术的控制策略有单环控制和双环控制两种，单环控制又分为平均电流模式、峰值电流模式、滞后电流模式和电压模式等；双环控制是将电流控制与电压控制融为一体的模式。功率因数校正电路的原理框图如图 2-1 所示。图中采用 Boost 电路作为开关变换器，将输入侧电流作为反馈控制内环信号，电流检测信号经电流反馈网络送入乘法器，电压检测信号经误差放大器也送入乘法器，乘法器输出的信号送入 PWM 比较器，从而控制开关管 VT_1 的占空比。内环控制大大提高了系统的瞬态响应能力；外环控制使得系统具有高度的静态电压稳定性，而且展宽了开关变换器输入电压的调节范围。

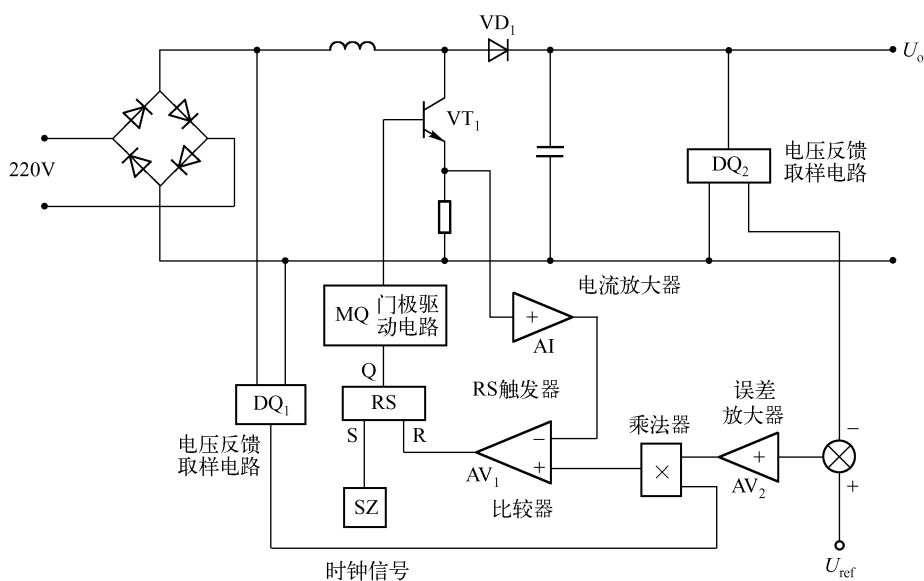


图 2-1 功率因数校正电路的原理框图



方法

常用的控制 AC/DC 开关变换器实现 APFC 的方法有两大类：一类是乘法器控制；另一类是电压跟踪控制。乘法器控制的 3 种基本方法是：电流峰值控制、电流滞环控制及平均电流控制。

电流型控制与传统的电压型控制相比有很多优点。

电流型控制的优点有：响应速度快；有效的过载和短路保护；可并联；具有输入电压扰动前馈补偿。但是电流型控制也有以下缺点：因需要双环控制，所以增加了电路设计和分析的难度；因电流上升率不够大，所以在无斜波补偿且占空比大于 50% 时，控制环变得不稳定，抗干扰性能差；因控制信号来自输出电流，所以功率级电路的谐振会给控制环带来噪声。



优缺点

因此，人们不断地寻求解决这些问题的办法，并由此推动了电流型控制技术的发展。很多电路拓扑适用于单相 AC/DC 变换器的 APFC，其中工作在连续电流模式（CCM）下的电路拓扑有 Buck、Boost、Flyback、Cuk 及 Sepic 变换器，工作在不连续电流模式（DCM）下的电路拓扑有 Boost 和 Flyback 变换器。在 DCM 下，峰值电感电流的包络线自动跟随整流输入电压波形，因此不需要控制输入电流也能达到提高功率因数及降低电流谐波的目的。然而高的电流应力限制了这种工作模型只适合低功率应用场合。在中高功率领域，带电流控制环的恒频 CCM 输入电流整形电路得到了广泛应用。为了减少控制环的复杂性，又出现了单周期控制及无电流传感器控制等。

1. 电流峰值控制

电流峰值控制的输入电流波形如图 2-2 所示。开关管在恒定的时钟周期导通，当输入电流上升到基准电流时，开关管关断。电流峰值控制的取样电流来自开关电流 i_k 或电感电流 i_L 。可实现峰值电流控制的 IC 有 ML4812, ML4819 等。

1) 双基准开关控制技术

双基准开关控制技术也称变频峰值电流控制技术。双基准开关控制的 Boost 电路原理如图 2-3 所示。其工作过程为：输出电压与电压基准比较后，作为电流基准再与电流采样信号

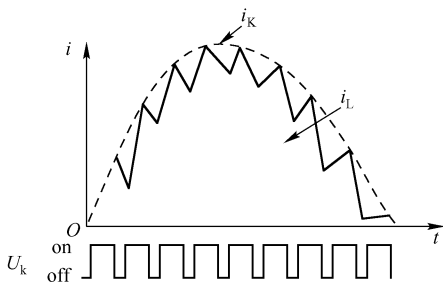


图 2-2 电流峰值控制的输入电流波形



缺点

该技术的缺点是：开关频率受负载影响较大，输出滤波器的优化设计困难。

2) 定频峰值电流控制技术

定频峰值电流控制的 Boost 电路原理如图 2-4 所示。其工作过程为：当电感电流达到电流基准以前，开关一直处于导通状态，电流基准为全波整流电压的取样值与参考电压的误差经放大器放大后的输出，一旦电感电流达到电流基准，比较器输出关断信号，使开关截止；以后定频时钟再次接通开关，重复上述过程。

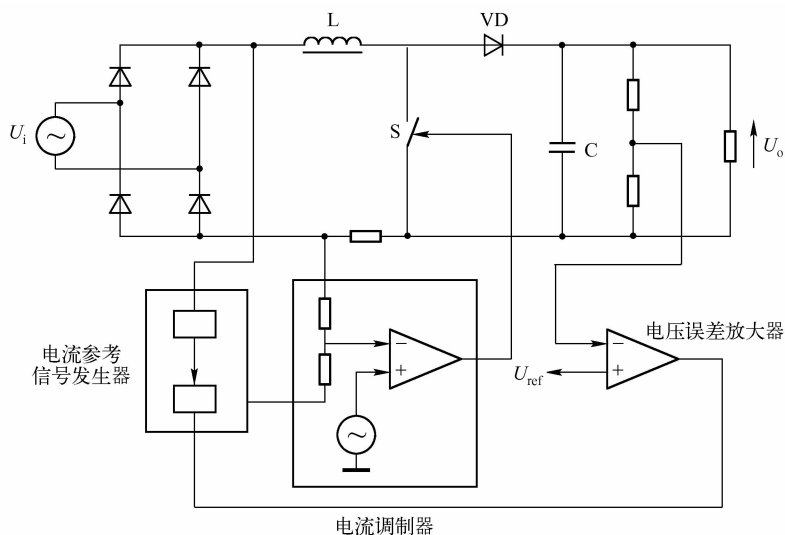


图 2-3 双基准开关控制的 Boost 电路原理图

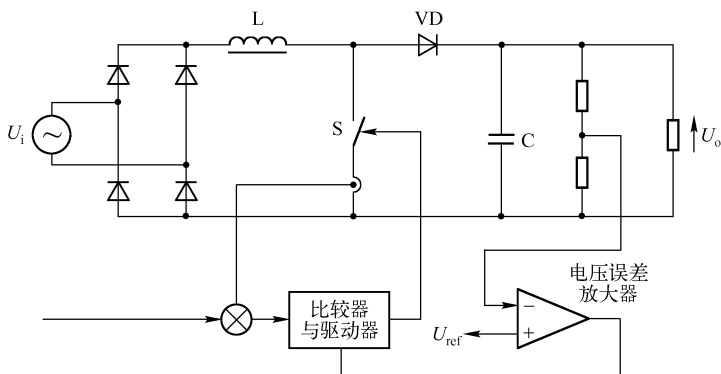


图 2-4 定频峰值电流控制的 Boost 电路原理图



缺点

该技术的缺点是当交流电网电压从零变至最小值时，占空比也由最大值（通常为 0.95）变至最小值（峰值电压附近），因此可能产生谐波振荡现象。为克服这一缺点，在比较器的输入端应加入斜坡补偿函数。定频峰值电流控制（PCM）技术克服了变频峰值电流控制技术的缺点，但在电网电压零点附近的输入电流波形失真较大。

2. 电流滞环控制

电流滞环控制的输入电流波形如图 2-5 所示。当开关导通时，电感电流 i_L 上升，上升到上限阈值 i_{\max} 时，滞环比较器输出低电平，开关管关断，电感电流下降；当电感电流下降到下限阈值 i_{\min} 时，滞环比较器输出高电平，开关管导通，电感电流上升，如此周而复始地工作。电流滞环控制的取样电流来自电感电流。

3. 平均电流控制

平均电流控制的输入电流波形如图 2-6 所示。平均电流控制将电感电流信号与锯齿波

信号相加,当两信号之和超过基准电流时,开关管关断;当其与小于基准电流时,开关管导通。平均电流控制的取样电流来自实际输入电流而不是开关电流。用于平均电流控制的 IC 有 UC3854, TK83854, ML4821 等。

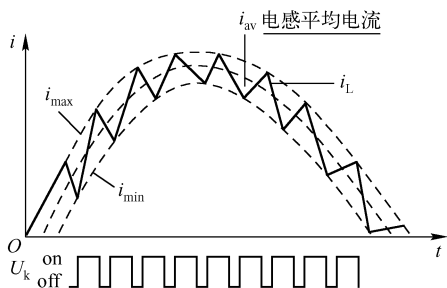


图 2-5 电流滞环控制的输入电流波形

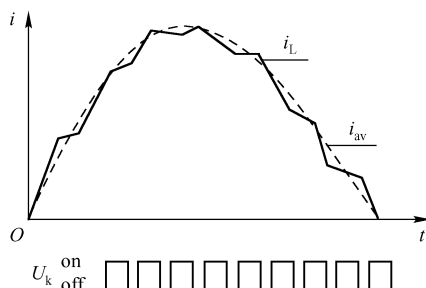


图 2-6 平均电流控制的输入电流波形

采用平均电流控制的 APFC 电路,具有体积小、质量轻、系统噪声小、稳定性高等优点,因而得到了广泛的应用。平均电流控制的 Boost 电路原理如图 2-7 所示。由整流桥输出电压 U_d 的检测信号和电压误差放大器输出信号的乘积产生基准电流信号,此基准电流信号与电感电流采样信号经电流误差放大器比较放大后输出,然后与锯齿波比较,输出的 PWM 信号用于驱动开关管。

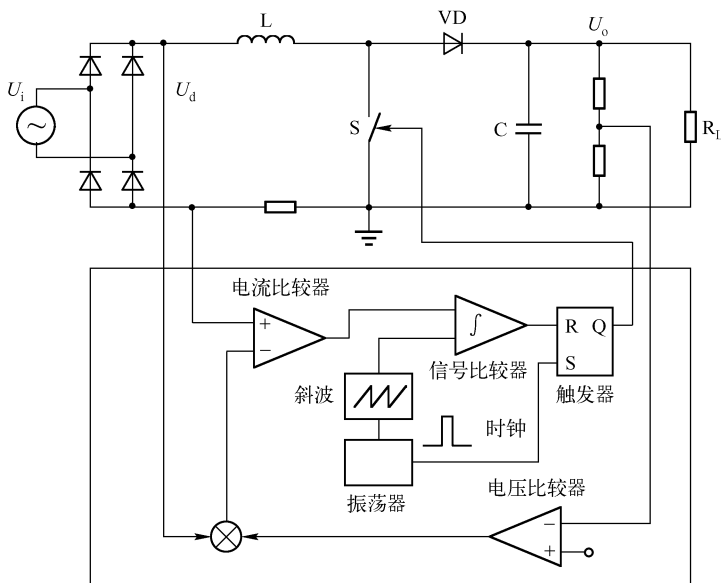


图 2-7 平均电流控制的 Boost 电路原理图

峰值和平均电流控制是单相 APFC 中应用最频繁的两种电流控制方法,这两种方法的实现都需要使用一个乘法器为电流控制环产生半波正弦参考信号。两个相乘的信号是整流半波输入电压和串级输出电压补偿器的输出。在这两种方法中,平均电流控制以其不需要斜波补偿就有较好的噪声免疫力,较低的电流 THD 及稳定工作而更具吸引力。但当这两种方法需要控制开关电流而不是电感电流时,应用于 Buck 型拓扑中就有很多缺陷了。

基于平均电流控制技术的 APFC 工作原理如图 2-8 所示,在该图中采用了电流控制环和电压控制环,其中电流控制环使输入电流更接近正弦波,电压控制环使 Boost 电路输出的电压稳定。

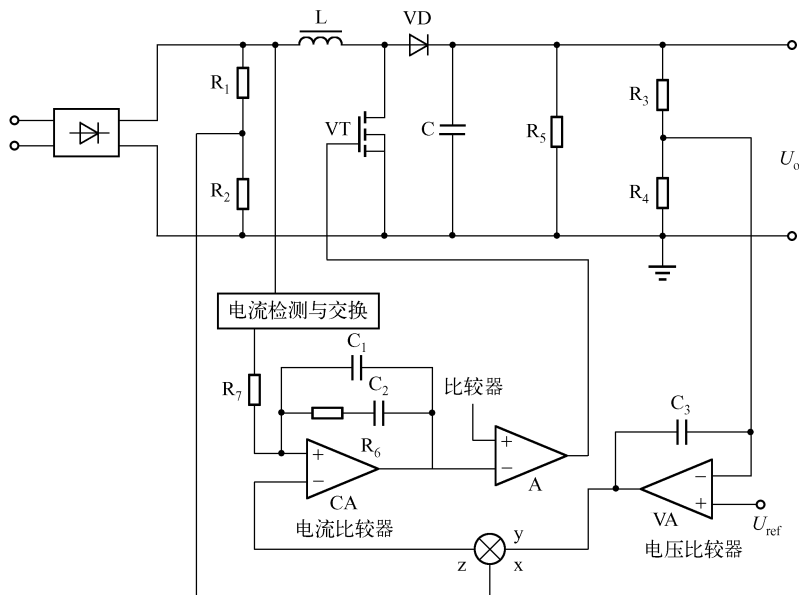
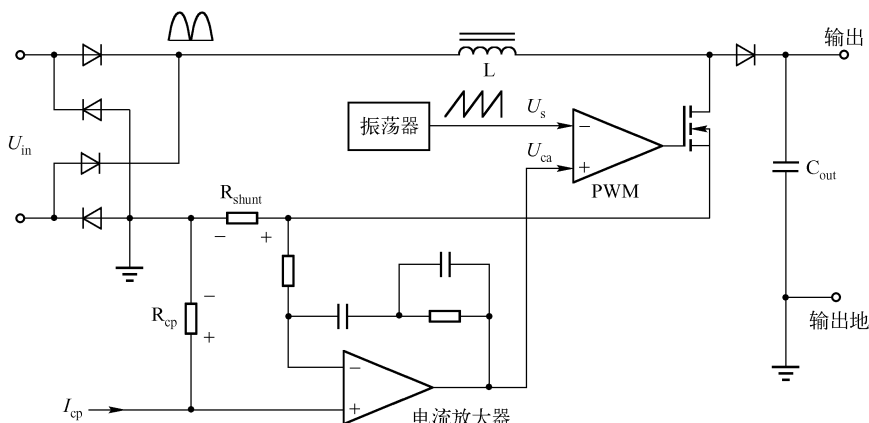


图 2-8 基于平均电流控制技术的 APFC 工作原理图

输出电压 U_o 经 R_3 、 R_4 取样,并经误差放大器 VA 放大后,与全桥整流输出电压经 R_1 、 R_2 取样后的信号相乘后送到电流误差放大器 CA 的反相输入端,作为基准电流。CA 的输出直接加到 PWM 比较器 A 的同相输入端, A 的反相输入端接到锯齿波信号发生器的输出端,这样电流误差放大器 CA 的输出可直接控制 PWM 比较器 A 的占空比,使电感电流逼近电感平均电流 I 。当电感电流上升时,使 PWM 比较器 CA 的输出占空比下降,从而减小电感电流,反之则加大电感电流。当输出电压 U_o 上升时,电压误差放大器 UA 的输出下降,导致乘法器输出的基准电流下降,电感电流 I_L 减小,从而使输出电压 U_o 下降。反之,电感电流 I_L 加大,使输出电压上升。

平均电流模式控制电路如图 2-9 所示。平均电流模式控制采用了一个根据控制信号 I_{cp} 来稳定平均电流(输入或输出)的控制电路。对于一个 PFC 控制器来说, I_{cp} 由低频直流环路误差放大器产生。图 2-9 中的电流放大器是电流信号的积分器和误差放大器,它控制波形调整,而 I_{cp} 控制直流输出电压。电流 I_{cp} 在 R_{cp} 上产生了一个电压。为保持电流放大器的线性状态,其输入必须相等。因此, R_{shunt} 上的电压降必须等于 R_{cp} 上的电压,这是因为在电流放大器同相端的输入电阻上没有直流电流。电流放大器的输出是一个基于分路上平均电流的“低频”误差信号 I_{cp} 。与电压模式控制电路的情形一样,此信号被用来与振荡器的锯齿波信号进行比较, PWM 比较器将根据这两个输入信号生成一个占空比。

在中等功率和较大功率的场合,平均电流控制技术是最常用的一种。一般的连续电流模式(CCM)技术通过三个控制环实现功率因数校正,而电流编程信号用来为高带宽、快速响应的电流环设定基准,电流编程信号的幅值由低带宽的输出电压误差信号的幅值和经

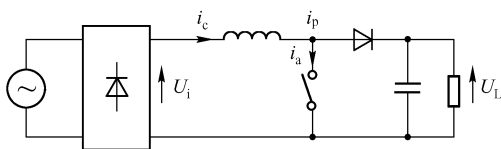


过低通滤波器的输入电压的有效值来调制, 以确保输入和输出功率的平衡。为了能在负载和输入电压变化时, 保证功率平衡, 还需要一个平方 - 除法 - 乘法器; 如果电流编程信号不从输入电压取样, 即为无输入电压检测的平均电流型功率因数校正技术, 就可以省掉平方 - 除法 - 乘法器, 并且可以减少外部无源元件的个数, 进而大大简化电路。

下面以 Boost 电路为例，分析平均电流控制的功率因数校正电路是如何获得线性 PWM 波形的。如图 2-10 所示为 Boost 型功率因数校正电路，应用这种电路的主要目的是提供输入端高的功率因数和调节输出电压。在采用平均电流控制时，其输入电流在一个开关周期的平均电流为

$$I'_{\text{in}} = \frac{U_{\text{in}}}{R_{\text{eq}}} \quad (2-1)$$

式中, I'_{in} 为一个开关周期 (T_s) 输入电流的平均值; U_{in} 为线电压的瞬时值; R_{eq} 是等效阻抗, 其幅值等于负载映射到输入端的等效电阻值。



根据大信号平均 PWM 开关模型有

$$I'_{\text{in}} = I'_{\text{c}} = \frac{I'_{\text{a}}}{D} = \frac{I'_{\text{p}}}{1-D} \quad (2-2)$$

式中, I'_{in} 、 I'_c 、 I'_a 、 I'_b 表示一个开关周期内相应电流的平均值; D 为主开关的占空比。

在分析时，假定在一个开关周期中，输入电压是固定不变的，在稳态时，Boost 拓扑的输入/输出电压的关系为

$$U_{in} = U_o(1 - D) \quad (2-3)$$

将式 (2-2) 和式 (2-3) 代入式 (2-1), 可以得到

$$I'_{\text{in}} = \frac{U_o}{R_{\text{eq}}} (1 - D) \quad (2-4)$$

$$I'_o = \frac{U_o}{R_{eq}}(1 - D)D \quad (2-5)$$

$$I'_p = \frac{U_o}{R_{eq}}(1 - D)^2 \quad (2-6)$$



式(2-4)的物理意义如下:在每一个开关周期,如果功率开关关断,当输入电流的平均值等于 $\frac{U_o}{R_{ep}}\left(1-\frac{t}{T_s}\right)$,就实现了电阻的线性化。PWM 调制控制的 PFC 波形如图 2-11 所示。

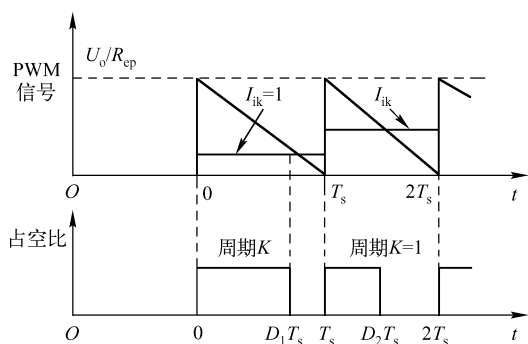


图 2-11 PWM 调制控制的 PFC 波形
和功率级的电路框图如图 2-12 所示。

由图 2-11 可知,当输入电流的平均值等于 PWM 的斜坡值时,开关管关断。因此,这种控制方法要求一个开关周期的占空比由整个周期电流的平均值决定,这在一般的系统中是不可能实现的。但是输入电压的变化和开关周期相比非常慢,这样可以利用前一个开关周期输入电流的平均值来决定下一个周期的占空比。这种技术是通过将上一个周期的平均电流值保持到下一个周期来实现的,其简化的功率级

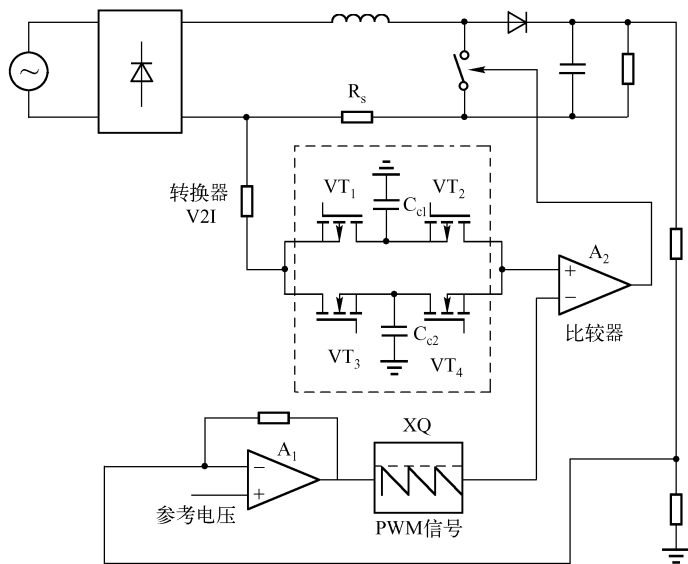


图 2-12 简化的功率级和控制级的电路框图

在 $t=0$ 时刻以前,电容 C_{c1} 被完全放电,其上的电压等于零。放电完成以后,复位开关断开,在 $0 \leq t \leq T_s$ 期间,输入电感电流对电容 C_{c1} 充电,电阻检测网络给电压/电流变换器(V2I)提供一个输入电压,电容 C_{c1} 上的电压为

$$U_{c1} = \frac{R_s g_m}{C_{c1}} \int_0^{T_s} i_{in} dt = \frac{R_s g_m}{C_{c1}} \quad (2-7)$$

式中, R_s 为电流检测电阻的增益; g_m 为电压/电流变换器的增益。

在 $t = D_{max} \times T_s$ 时刻,充电控制电路对电容 C_{c2} 放电,并且设置 $T_s \leq t \leq 2T_s$ 期间的初始值;在 $t = T_s$ 时刻,充电控制电路将 VT_1 和 VT_2 的门极信号分别保持为低电平和高电平,这

样使得电容 C_{c1} 上的电压保持不变；在 $T_s \leq t \leq 2T_s$ 期间，电容 C_{c1} 上的电压值和 PWM 斜坡值进行比较，以决定占空比的大小。在三种电压误差信号情况下，功率级 PFC 电路的主要工作波形如图 2-13 所示，这三种情况分别对应：大的输出电压误差信号；小的输出电压误差信号；更小的输出电压误差信号。

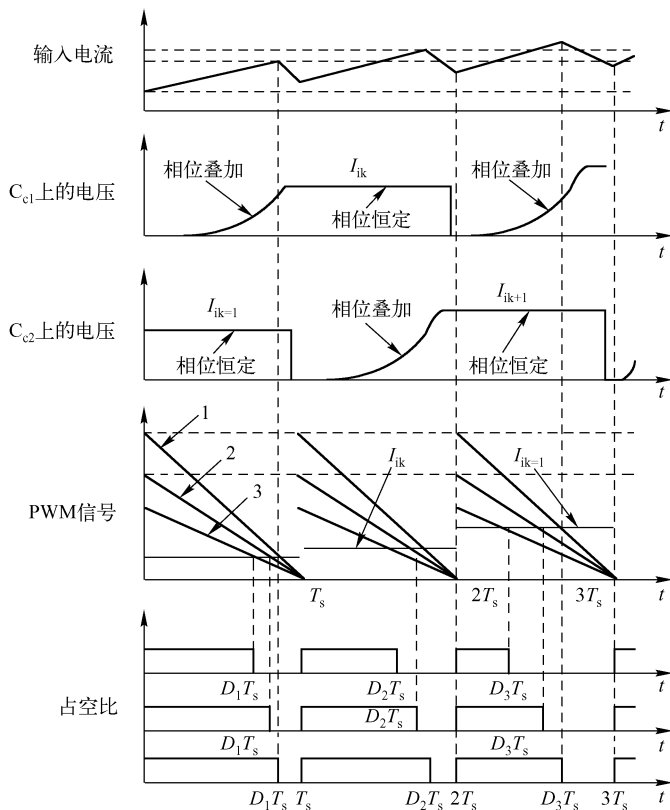


图 2-13 功率级 PFC 电路的主要工作波形

输出电压误差信号由输出电压控制环来决定，其单位增益转折频率为 $10 \sim 20\text{Hz}$ 。新颖的线性平均电流控制技术可获得高功率因数，这种方法不需要输入电压检测，因此简化了控制电路的设计。

4. 非线性载波控制



特点

非线性载波控制 (NLC) 不需要取样输入电压而用内部电路作为乘法器，即采用负载发生器为电流控制环产生时变参考信号。非线性载波控制通过控制二极管电流 i_D 、电感电流 i_L 或开关电流 i_S 产生电流的积分电压信号与周期载波比较。这种控制方法要求电路工作于连续电流模式，可用于所有工作在 CCM 下的二阶变换器，如 Flyback、Cuk、Sepic 等。其调制方法通常为脉冲后沿调制或脉冲前沿调制。

1) 脉冲后沿调制

脉冲后沿调制 NLC 的 Boost 电路原理如图 2-14 所示。在传统的脉冲后沿调制方法中，开关通过时钟信号在固定的时刻瞬间导通，其导通时间可控。因为二极



管电流的平均值只有到一个开关周期结束后才能求得，所以该方法不能用来控制开关的关断。

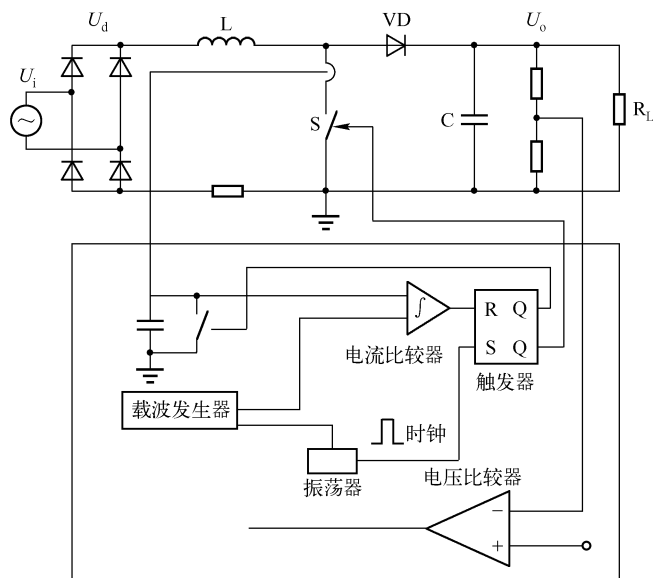


图 2-14 脉冲后沿调制 NLC 的 Boost 电路原理图

2) 脉冲前沿调制

脉冲前沿调制 NLC 的 Boost 电路原理如图 2-15 所示。针对脉冲后沿调制的不足，人们提出了一种可行的解决方法，即脉冲前沿调制，也即通过保持平均值来决定下一周期的导通时间。然而这将引进一个开关周期的延迟给控制环，并会增加控制电路的复杂性。

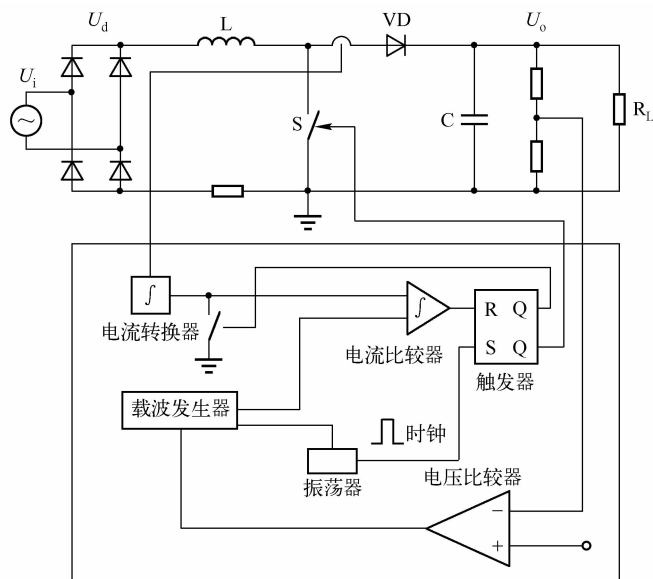


图 2-15 脉冲前沿调制 NLC 的 Boost 电路原理图

5. 输入电流整形技术

基于输入电流整形技术的 Boost 电路原理如图 2-16 所示。输入电流整形是以脉冲前沿调制为基础，通过取样输出电压和二极管理电流来实现 APFC 的。该方法与前几种方法的主要区别如下。

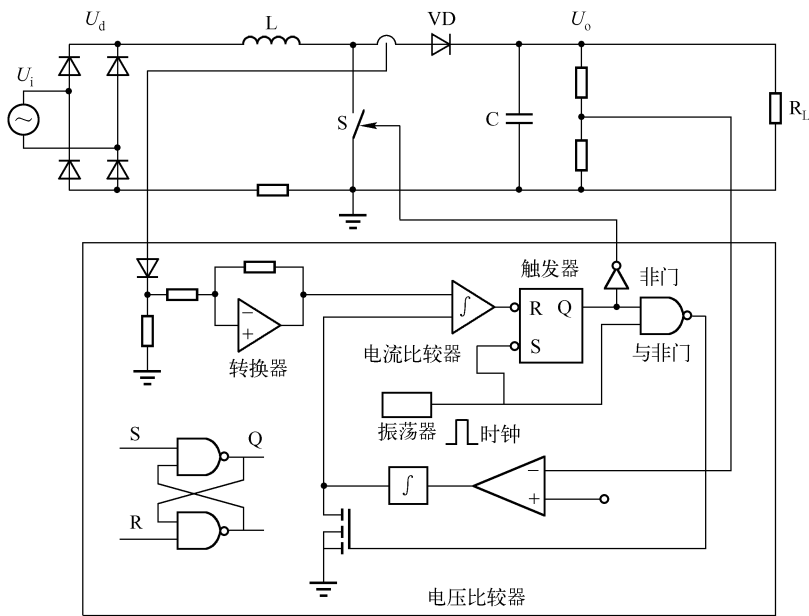


图 2-16 基于输入电流整形技术的 Boost 电路原理图



区别

这种方法不需要产生载波。在传统的平均电流控制中，电流环产生整流正弦波形作为控制信号，此控制信号与周期斜波信号相比较以产生期望的占空比。而输入电流整形技术是先假定变换器为电阻性负载的，因此输入电流跟随输入电压波形。若电流信号为整流正弦波形，则增益为电流 I 倍的电压信号与斜波（反馈信号与参考信号差值的积分）相比较。因此，这种控制方法类似于传统平均电流控制的逆过程。

6. 电荷控制

电荷控制框图如图 2-17 所示。在第一个开关周期的开始处，用定频时钟开通功率级的有源开关，对开关电流取样和积分，当积分电容上的电压达到控制电压时，关闭功率开关，同时开通另一个辅助开关，使积分电容迅速放电，这一状态一直维持到出现下一个时钟脉冲为止。由于控制信号实际上为开关电流在下一个周期内的总电荷，所以称之为电荷控制。如图 2-18 所示为电荷控制的 Buck 电路原理图。

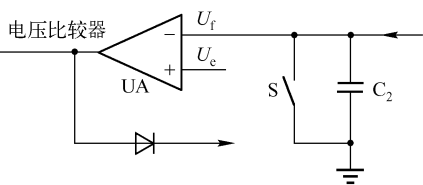


图 2-17 电荷控制框图



7. 准电荷控制

准电荷控制与电荷控制不同的是利用了附加电阻 R_i 与积分电容 C_2 并联，如图 2-19 所示。由于 R_i 的存在，所以准电荷控制中的开关电流的纹波成分会影响电容端的电压，但提高了控制精确度。如图 2-20 所示为准电荷控制的 Flyback 电路原理图。

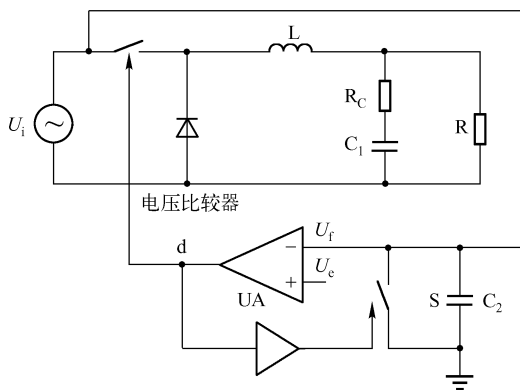


图 2-18 电荷控制的 Buck 电路原理图

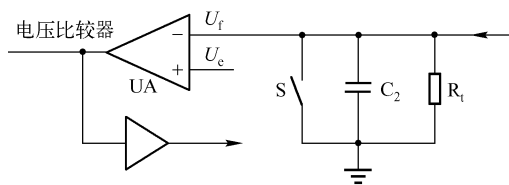


图 2-19 准电荷控制框图

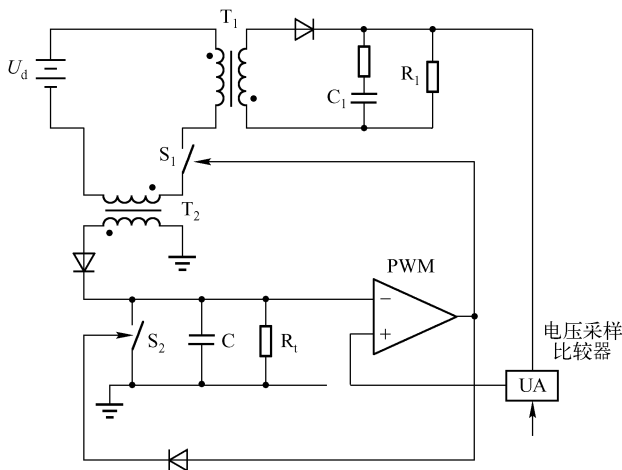


图 2-20 准电荷控制的 Flyback 电路原理图

8. 单周期控制

单周期控制的 Buck 电路原理如图 2-21 所示。单周期控制是一种大信号非线性控制技术。它通过控制开关的占空比使得在每个周期中，开关变换器的开关变量的平均值在静态或瞬态时等于参考信号或与控制参考成比例。该电路的基本原理如下。

在忽略电感内阻的情况下，系统稳定，使得输出电压满足下式：

$$u_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} u_d dt \quad (2-8)$$

单周期控制采用积分器的输出电压与参考电压 U_{ref} 比较，控制开关 S 使式 (2-9) 在每个开关周期内成立，与输出与输入电压的变化无关：

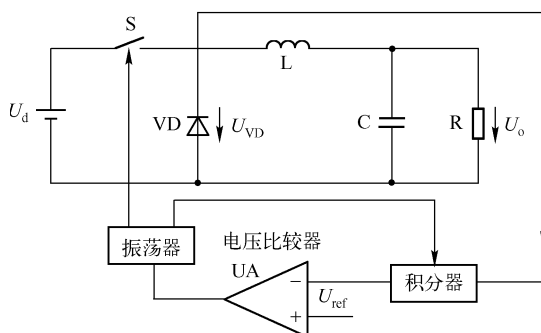


图 2-21 单周期控制的 Buck 电路原理图

$$u_{ref} = \frac{k}{T_s} \int_0^{T_s} u_d dt \quad (2-9)$$

单周期控制是一种实用的非线性控制，它可以抑制输入电压的扰动，使系统具有良好的跟随特性和较强的抗扰动性，但它不能应用于 Boost 变换器中。

9. 无传感器的电流控制

无传感器的电流控制（SCM）是一种观测方法，这种方法不需要取样电流而是通过对电感电压积分直接重构电感电流的，其原理如图 2-22 所示。图中的 U_s 代表有源开关导通时的正向压降。考虑到实际变换器中的电容电压 U_c 不是真正作为静态变量的，则它应与特定的参考值匹配。在直流情况下，参考值 U_{ref} 可用于代替 U_c 。因此，在考虑电感电压 U_L 时，电感电压积分 $\int (u_i - u_s - u_{ref}) dt$ （式中的 u_i 为输入电压； u_s 为有源开关导通时的正向压降； u_{ref} 为参考基准电压）所表示的误差量必须为零。基于电流控制的恰当控制是指在开关周期开始时设置锁存器使开关导通，然后开始计算积分。当其值增加到一个值（由外部稳定斜坡 U_{ref} 给出或为零电平）时，锁存器重置，开关关断。SCM 比传统的峰值和平均电流型控制技术在噪声敏感和动态范围上有显著的优势，这种方法支持线性调整和负载宽范围调整并减少了控制的复杂性。

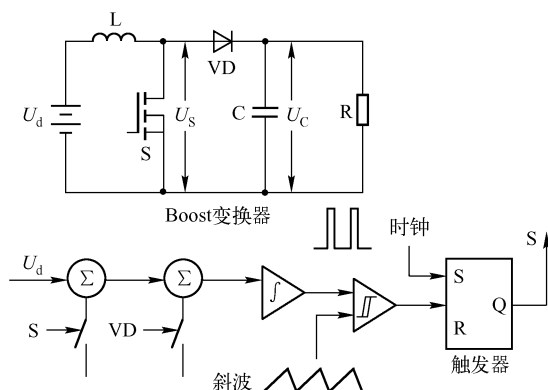


图 2-22 无传感器的电流控制的 Boost 电路原理图



优缺点

SCM 的优点如下。

- ① 电感电压属于大信号波形，横跨变换器的输入/输出电压的全范围。与 1% 精度的检测电阻相比，电感电压信号大概高达 40dB。
- ② 因为取样是基于电压而不是电流的，所以信号的幅值与直流电流的幅值和负载无关。
- ③ 积分过程本身的抗噪声能力强，因此 SCM 方法具有抗噪声能力而无时间延迟。

SCM 的缺点是：电流信号实际上不是交流信号，这一缺点影响了对过流情况反映的能力及电流分流能力。

各种控制方法都有其优缺点，在设计中应针对不同的拓扑及不同的设计要求选用最佳的控制方法。寻求更加简化的控制策略、降低 PFC 成本、减少 THD 和 EMI、降低开关应力、提高整机效率是今后 PFC 控制策略的发展趋势。

2.1.2 功率因数校正电路控制器

1. 临界导电模式

APFC 电路控制器的选择会有所不同，直到最近，仅有一两种拓扑被广泛用于 APFC。



实用拓扑

对于较高功率的电路而言，通常选择的拓扑为在连续导电模式（CCM）下工作的升压变换器，并带有平均电流控制模式（ACMC）。对于较低功率的应用而言，一般使用临界导电模式（CRM）升压拓扑。

因为内置 APFC 电路的应用范围已经拓展，所以对于更多样化的 APFC 解决方案的需求也正在不断增长。许多新兴的解决方案使用了成熟拓扑的变形，而一些真正创新的技术也不断涌现。

通常认为在低于 100W 的功率等级，CRM 方法更合适；而对于高于 200W 的功率等级，CCM 方法则更加可行。100 ~ 200W 的功率范围代表了上述两种方法都可使用的区域。因此，在这个功率范围内评估不同方法的性能是最恰当的。现选择 150W（输入）的功率等级作为应用目标。因为大多数应用都要求在通用输入电压范围内工作（85 ~ 265V_{ac}；50/60Hz），故将其选为输入电压范围。

就输出电压而言，由于需要评估整个电源系统而不是只评估 PFC 的电路，所以这里选择 12V/10A 输出（假设总效率为 80%）。将后级 DC/DC 变换器也纳入比较可为各种 PFC 方法的功能和限制提供更精确的描述。确切地说，所选方法允许一个单级隔离 PFC 转换，并且不需要全功率段。对于这种方法，采取与 PFC 升压前端进行比较是没有意义的。这里将所有的系统都设计成具有 20ms（1 个电源频率周期）的保持时间。

固定输出电压的临界导电模式升压变换器如图 2-23 所示。这种方法在 PFC 输出端建立了一个固定的（400V）输出电压，而且使用 DC/DC 变换器来把 400V 降低至 12V 输出。PFC 升压前端使用的控制器是 MC33260，它和其他基于临界导电模式的控制器的乘法器相比具有一定优势。

可变输出电压的临界导电模式升压变换器如图 2-24 所示。这种方法在 PFC 部分使用了一个跟随升压拓扑，并且建立了一个可变的输出（200 ~ 400V）。一个 DC/DC 变换器把电

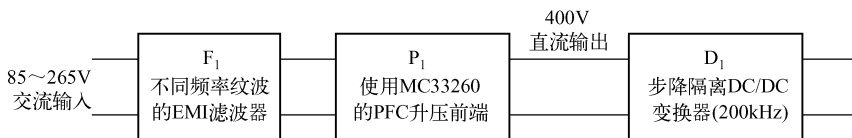


图 2-23 固定输出电压的临界导电模式升压变换器

压降至 12V 输出。这种方法预计能产生更好的 PFC 级效率和成本，而代价是后级 DC/DC 变换器的设计更具挑战性。MC33260 之所以被用做这个设计的 PFC 控制器，是因为它可以在跟随升压模式中方便地进行配置。

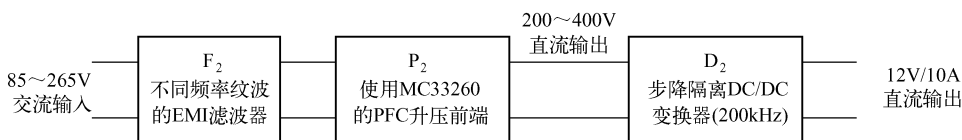


图 2-24 可变输出电压的临界导电模式升压变换器

2. 临界断续导电模式 (DCM Boundary) 的电感电流和电压波形

临界断续导电模式 (DCM Boundary) 的电感电流和电压波形如图 2-25 所示。可通过加入相应的控制电路，使输入电流的峰值随正弦波值的变化而变化；要想使其功率因数达到 95% 也是很容易的。临界断续导电模式有其自身的特点，如下所示。

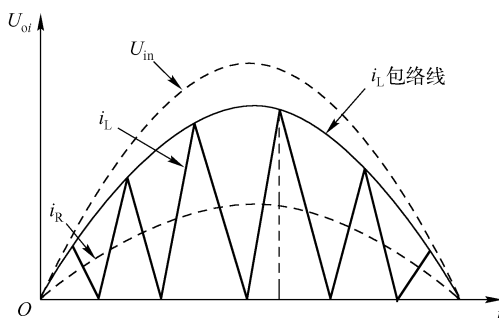


图 2-25 临界断续导电模式的电感电流和电压波形



特点

与 CCM 技术相比，它的输入电流、输出电压的纹波比较大，因而对开关的冲击较大，同时开关的导通损耗也比较大，但它的电路结构比较简单，比较容易控制，成本也比较低；与 DCM 技术相比，它的输入电流、输出电压的纹波比较小，功率因数也比较高，但电路结构要复杂些，控制也相对较复杂，成本比较高。

临界断续导电模式是一种固定导通时间的功率因数校正模式，它采用 Boost 型拓扑实现的基本原理如图 2-26 所示。它的主要特点是：采用固定导通时间控制方法，会使峰值电感电流包络线跟随 AC 输入电压 U_{in} 的变化轨迹（根据几何学上的关系，平均输入电流 I_{in} 等于峰值三角形电感电流的一半）；随着前一个周



期的结束，ZCS 迫使一个新周期开始。由于电感电流回落到零后没有死区时间存在，因而导致输入电流 i_{in} 连续流动，并按正弦规律跟踪 AC 输入电压 U_{in} 的瞬时变化轨迹，从而使线路功率因数趋于 1。

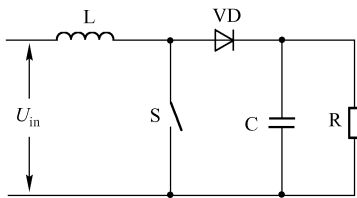


图 2-26 Boost 型电路的基本原理图

流过 L 的电流即桥式整流器的输出电流，它实际上也代表桥式整流器的输入电流 i_{in} 。在开关开通期间，电感电流（三角波）从 0 沿向上的斜坡增加到峰值；在开关关断期间，电感电流从峰值沿斜坡下降到 0。只要电感电流一跌落到 0，下一个开关周期就开始。电感峰值电流 I_{LP} 总是为平均输入电流的 2 倍，

即有

$$I_{inp} = I_{LP}/2 \quad (2-10)$$

式中， I_{inp} 为平均输入电流； I_{LP} 为电感峰值电流。

最大峰值交流输入电流 I_{inpmax} 由式 (2-11) 决定：

$$I_{inpmax} = \frac{2\sqrt{2}P_o}{\eta U_{acL}} \quad (2-11)$$

式中， P_o 为 APFC 预调整器的输出功率（W）； η 为变换器效率； U_{acL} 为最低交流输入电压的有效值（V）。

变换器的电感量可用式 (2-12) 近似确定：

$$L = \frac{T_s \left(\frac{U_o}{\sqrt{2}} - U_{acL} \right) U_{acL}^2}{\sqrt{2} U_o P_o} \quad (2-12)$$

式中， $T_s = 1/f_s$ ，为开关的工作周期（s），取中值； U_o 为 APFC 预调整器的输出电压（V）。

基于 L6561 实现的临界断续导电模式的 72W 功率因数校正电路的控制框图如图 2-27 所示。由于用专用芯片构成的功率因数校正电路结构简单，外围电路元器件少，所以大大缩小了电路的体积，降低了系统的成本，提高了系统的可靠性。

3. 临界导电模式（CRM）控制器

采用临界导电模式（CRM）控制器的 PFC 电路由于控制电路较为简单，而且可与较低速升压二极管配合使用，所以在较低功率应用中通常被采用。近年来，此方法获得了创新的改进，提升了效率。例如，MC33260PFC 控制器提供跟随升压选项，通过使升压变换器的输出电压随着输入电压的变化而变化，降低了 33% 的 MOSFET 导电损耗，减小了 43% 的升压电感尺寸。此外，专为 CRM 和 DCM 应用而设计的升压二极管可提供更佳的正向压降（MUR450、MUR550）。然而，CRM PFC 仍受到一些限制，如较难过滤的可变频率和接近零交叉的高开关频率。

临界导电模式或过渡模式控制器在照明和其他较低功率应用中很常见，这些控制器使用简单，而且价格低廉。临界导电模式变换器的基本原理如图 2-28 所示。

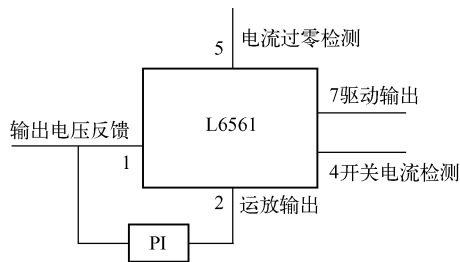


图 2-27 基于 L6561 实现的临界断续导电模式的 72W 功率因数校正电路的控制框图

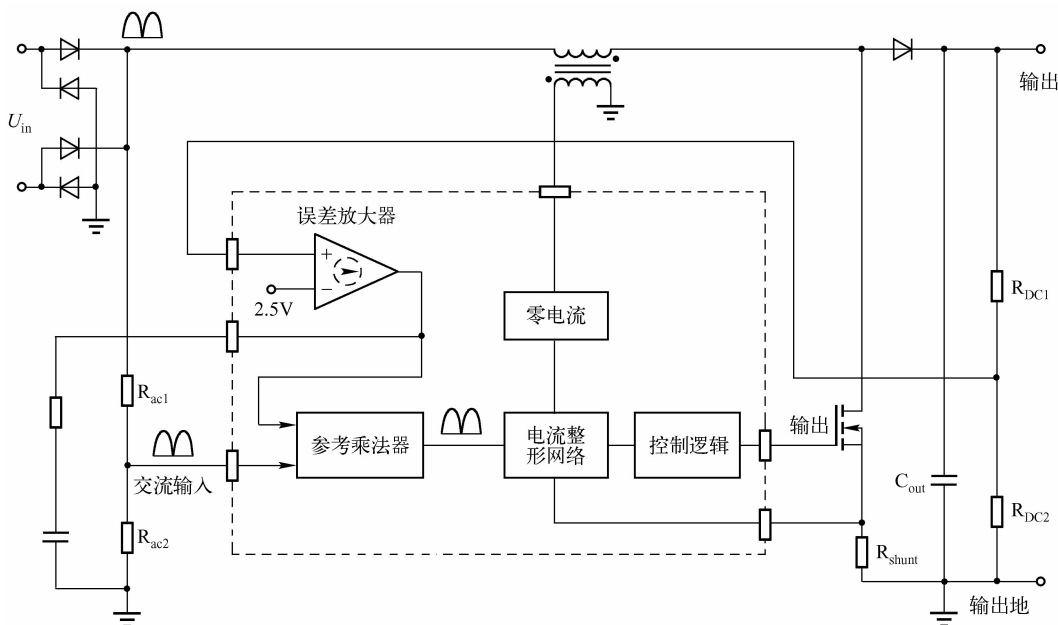


图 2-28 临界导电模式变换器的基本原理图

基本的 CRM PFC 变换器使用一种类似于如图 2-28 所示的控制方案，其具有低频极点的误差放大器向参考乘法器提供一个误差信号。乘法器的另一个输入是经整流的交流输入电压的比例变换。乘法器的输出是误差放大器的近似直流信号和交流输入端的全波整流正弦波形的乘积。乘法器输出的信号也是经增益系数变换后的全波整流正弦波（误差信号），而且被用做输入电压的参考。此信号的幅度经调整后可保持正确的平均功率，以使输出电压保持稳压值。

电流整形网络强制电流跟随乘法器的波形。在图 2-29 所示的 CRM 波形中， U_{ref} 是乘法器的输出信号。此信号被送到比较器的一个输入端，比较器的另一个输入端为电流信号。当功率开关接通时，电感电流斜升，直到分路上的信号达到 U_{ref} 的电平为止。在此点上，比较器会改变状态并断开功率开关。断开开关后，电感电流斜降直到降为零。零电流检测电路测量电感两端的电压，当电感电流达到零时，它也会降

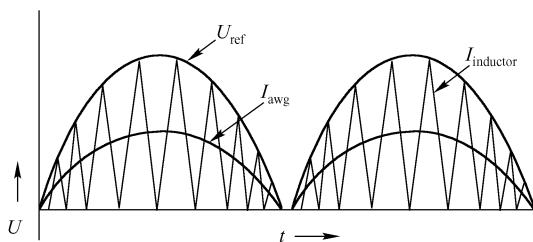


图 2-29 CRM 波形



临界导电模式要点

到零。在此点上，开关接通，电感电流再次斜升。这种控制方案叫做临界导电。临界导电可将电感电流保持在连续和不连续导电的边界。这点很重要，因为波形是已知的，因此，平均和峰值电流之间的关系也是已知的。对于三角波形，平均值就是峰值的一半，这意味着平均电流信号（电感电流 $\times R_{sense}$ ）位于参考电压波形的一半水平上。

采用临界导电模式控制器的变换器的频率随着输入电压和负载的变化而变化，在高输入电压和轻负载时达到最大值；而且在输入电压的周期中，频率也会有所变化。

4. 不带乘法器的临界导电控制器

安森美半导体的 MC33260 为一种临界导电控制器，此 IC 提供与上述控制器相同的输入-输出功能，却无须使用乘法器。如前所述，CRM 控制器的电流波形从零斜升至参考信号，然后再斜降回零，如图 2-30 所示。参考信号是整流输入电压的比例变换，可以表示为 $k \times U_{in}$ ，其中 k 是经典电路中的交流电压分压器和乘法器的比例常数。有了这个条件，并且在电感斜率和输入电压的关系已知的情况下，便可得出下列公式：

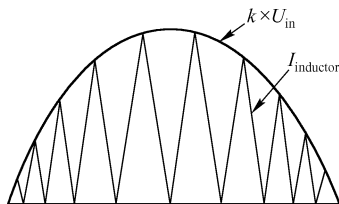


图 2-30 CRM 电流包络

$$I_{pk} = k \times U_{in}(t) \quad (2-13)$$

且

$$I_{pk} = \Delta I = \frac{U_{in}(t)}{L} \times t_{on} \quad (2-14)$$

令式 (2-13) 和式 (2-14) 中的电流峰值相等，便得出

$$k \times U_{in}(t) = \frac{U_{in}(t)}{L} \times t_{on} \quad (2-15)$$

因而有

$$t_{on} = k \times L \quad (2-16)$$

式 (2-16) 表明对于一个给定的参考信号 ($k \times U_{in}$ 而言)， t_{on} 为一个常量。 t_{off} 在周期中变化是因为临界导电模式中的频率变化引起的。在输入电压和负载条件给定的情况下，导通时间为常数，这一点是这种控制电路的基础。

在图 2-31 所示的电路中，可编程单稳态定时器决定了功率开关的导通时间。当导通周期结束时，PWM 切换状态并且断开电源开关。零电流检测器将检测电感电流，而且当电流达到零时，功率开关会再次接通。这会产生稍稍不同的电流波形，但是和经典方案的直流输出相同，且无须使用乘法器。

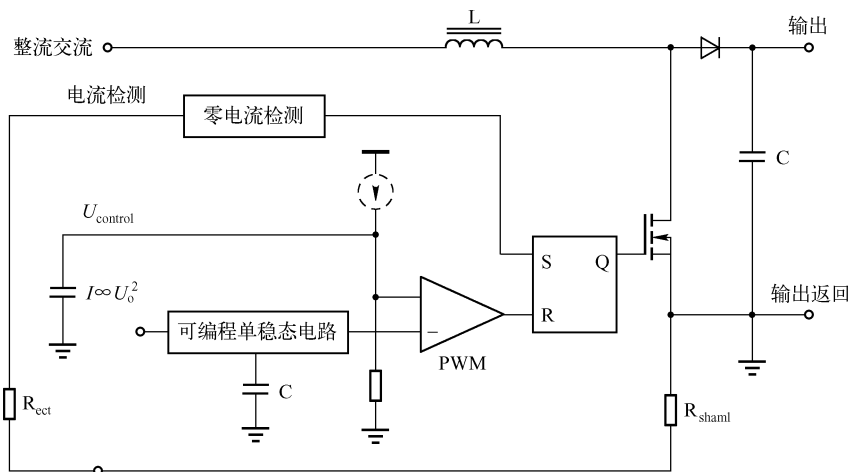


图 2-31 不带乘法器的 CRM 控制器的简化原理图

导通时间的给定值仅在给定负载和输入电压的条件下有效,而且直流环路的低频误差放大器连接到单稳态电路上。误差信号改变了充电电流,进而改变了控制电路的导通时间,使得可以在一个较宽的负载和输入电压条件范围内保持稳压。

MC33260 还包含一些其他特性,如包括一个使输出电压跟随输入电压的电路,称之为跟随升压工作模式。跟随升压波形如图 2-32 所示。在跟随升压模式中,输出电压被稳定在一个超过输入电压峰值的固定电平上。在大多数情况中,PFC 变换器的输出端将连接到一个 DC/DC 变换器上。DC/DC 变换器一般能够在在一个较宽的输入电压范围内进行稳压,因此不要求输入电压恒定。

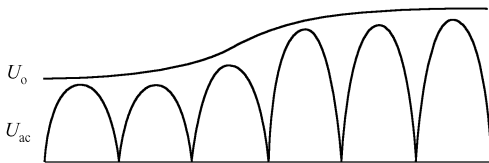


图 2-32 跟随升压波形

跟随升压工作模式具有所需电感较小和成本低的优点,而且功率 MOSFET 的导通损耗较小。它通常用于把将系统成本降至最低作为主要目标的系统中。

5. 连续导电模式 (CCM) 控制器

由于采用连续导电模式 (CCM),控制器的 PFC 电路具有恒频且峰值电流较小等优点,所以它是较高功率 (>250W) 应用的首选方案。但是其传统的控制解决方案较为复杂,牵涉到多个环路及模拟乘法器,而且控制 IC 的外围器件多。随着 NCP1653 (简单且稳固的 8 引脚 CCM PFC 控制器) 的推出,此方案得以简化。NCP1653 提供全套保护特性和跟随升压功能。虽然 NCP1653 所需元件少,但其性能却并不比任何 CCM 控制器逊色 (110V_{ac}, 300W 时的 THD 为 4%, 效率高达 93%)。连续导电模式控制在各种应用中被广泛使用,因为它具有以下优点。



优点

- ① 峰值电流应力低,从而使得开关和其他元件的损耗较小。
- ② 输入纹波电流低且频率恒定,这使得滤波设计变得简单易行。

经典的连续导电模式 PFC 电路的框图如图 2-33 所示。升压变换器由 U_i 对电感电流 (变换器的输入电流) 进行整形的平均电流模式 PWM 控制器驱动。 U_i 是输入电压 U_{in} 进行了 $K \times U_{DIV} \times U_{SIN}$ 变换后的电压信号,即用电压误差信号除以输入电压的平方 (经过 C_r 滤波,使得它成为和输入幅度成正比的变换系数)。用电压误差信号除以输入电压的平方的目的是使环路增益 (及瞬态响应) 独立于输入电压。分母中的电压平方函数抵消了 U_{SIN} 和 PWM 控制的传递函数 (电感中的电流斜率和输入电压成正比)。这个方案的缺点在于乘法器乘积的可变性,这样就需要增大功率处理元件的设计余量,以解决最坏情况下的功率耗散。

6. 不连续导电模式 (DCM) PFC 方案

不连续导电模式 (DCM) PFC 方案延承了 CRM 的优点,并消除了若干限制,安森美半导体的 NCP1601DCM/CRM 控制器便是一例。此 IC 既可以完全在 DCM 中工作并保持恒频,也可以在部分 CRM 模式中工作。在第二种情况下,其峰值电流与 CRM 维持在同一水平,但最高频率明显降低,从而减轻了滤波负担。降低开关频率的另一大优点是有助于降低轻

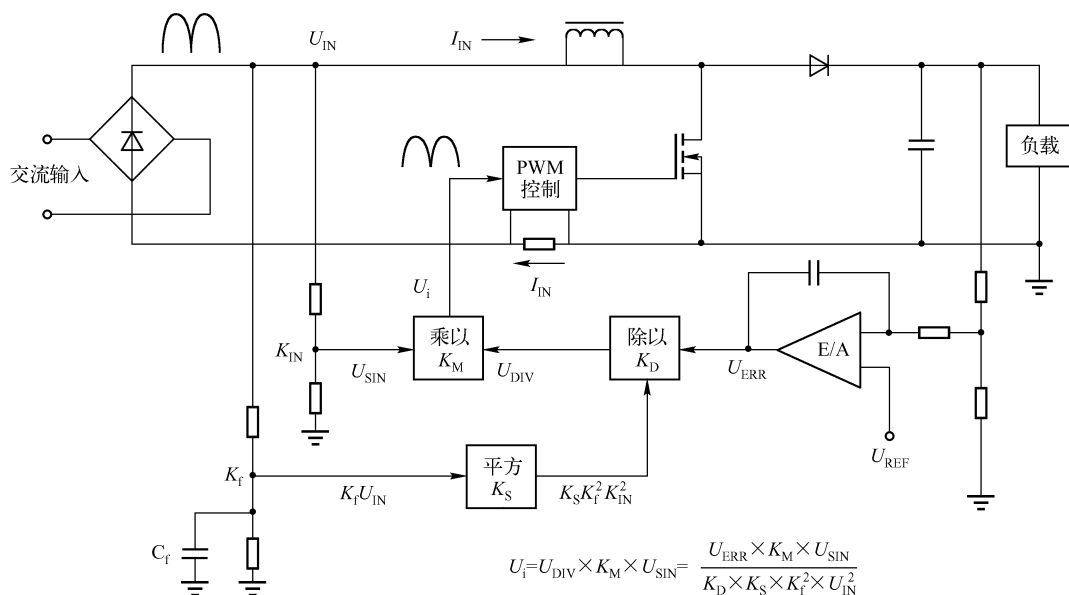


图 2-33 经典的连续导电模式 PFC 电路的框图

载或空载功耗，以满足各种高效率标准。NCP1601 具有专利控制结构，通过模式转换保持 PFC，提供了比其他方法更为卓越的性能。NCP1601A 应用于 100W 的 PFC 电路如图 2-34 所示，这种方法简单且有效。该电路在 110V DC 输入和满载时的功率因数超过 0.99，且效率高达 94%。

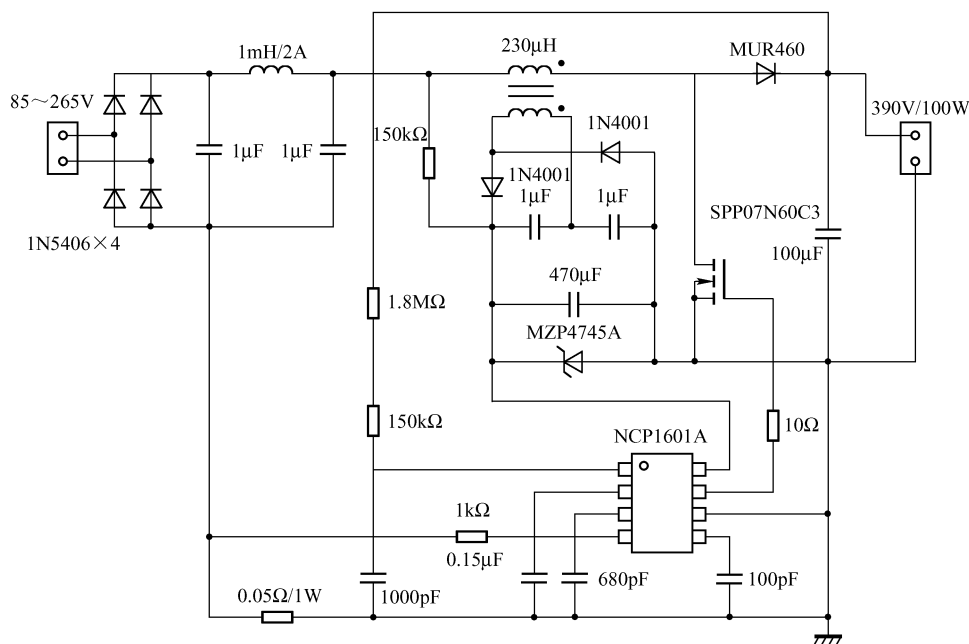


图 2-34 NCP1601A 应用于 100W 的 PFC 电路

7. 工作于 DCVM 模式的 Cuk 变换器的 APFC

工作于不连续导电模式的 Boost, Buck-Boost, Cuk 等变换器具有平均输入电流自动跟踪输入电压的特点, 而且它们的控制电路简单, 因此它们对小功率运用特别具有吸引力。但是工作在电流不连续导电模式时, 这些变换器的电流应力很大, 导致其损耗很大, 效率变低, 而且其输入电流含有大量开关纹波, 需要进一步滤波。工作于不连续电容电压模式 (Discontinuous Capacitor Voltage Mode, DCVM) 的 Cuk 变换器具有很好的输入电流波形自动跟踪输入电压波形的能力。除此之外, 它还具有以下特征。



- 特征
- ① 主功率开关自动实现软关断, 这对关断时具有电流拖尾的器件 (如 IGBT) 特别有用, 因为这大大减小了开关的关断损耗。
 - ② 低开关电流应力和低输入电流纹波。由于其开关电流应力小, 从而减小了开关的导通损耗。
 - ③ 在很大的输入电压范围内, 其输入等效阻抗为纯电阻, 从而使得其功率因数接近于 1。
 - ④ 易于实现隔离。对于用变压器隔离的 Cuk 变换器, 与正激和反激变换器相比, 其变压器磁芯的利用率高。

1) 电路原理分析

下面先对工作于 DCVM 模式的 Cuk DC/DC 变换器进行分析。Cuk DC/DC 变换器如图 2-35 所示。在进行电路分析之前, 先做如下假设。



- 假设条件
- ① 所有元器件均为理想元器件。
 - ② 电感 L_1 、 L_2 足够大, 从而确保电路工作于 DCVM 模式; 在一个开关周期内, 流过 L_1 、 L_2 的电流的纹波可以忽略, 分别用 $\langle i_{L1} \rangle_{T_s}$ 和 $\langle i_{L2} \rangle_{T_s}$ 表示。
 - ③ 电容 C 足够小, 从而保证它在开关 S 的导通时间内放电完毕; 电容 C_L 足够大, 在一个开关周期 T_s 内, 输出电压 U_o 保持不变。

工作于 DCVM 的 Cuk 变换器有 3 种工作状态, 各种工作状态的等效电路如图 2-36 (a)、图 2-36 (b)、图 2-36 (c) 所示。电容 C 上的电压 U_c 的波形如图 2-37 所示, 在图 2-37 中, D_1 表示在一个开关周期内 C 放电所用时间与开关周期的比值, D 表示开关的占空比。下面对电路的各种工作状态进行具体的分析。

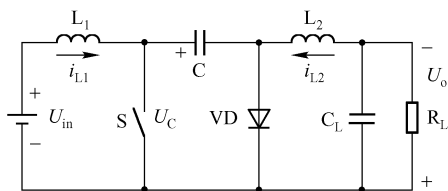


图 2-35 Cuk DC/DC 变换器

工作状态 1 ($0 < t \leq D_1 T_s$): 在开关周期的开始阶段, S 闭合, 二极管 VD 断开, 电源对 L_1 充电, 电流 i_{L2} 流过电容 C , U_c 线性下降。当 $t = D_1 T_s$ 时, U_c 下降到零, 储藏在 C 中的能量全部转移到负载和输出电感 L_2 中。

工作状态 2 ($D_1 T_s < t \leq D_1 T_s$): 由于 U_c 的值为零, 则 VD 零电压导通, i_{L2} 流过 VD , 电源继续给 L_1 充电。当 $t = DT_s$ 时, S 断开, 由于 C 的作用, S 实现了软关断。

工作状态 3 ($DT_s < t \leq T_s$): 由于 S 断开, 则电流 i_{L1} 给 C 充电, U_c 线性上升。当 $t = T_s$ 时, U_c 达到最大值。

与工作于 CCM 模式的 Cuk 变换器相比, 工作于 DCVM 模式的 Cuk 变换器多了工作状态 2,

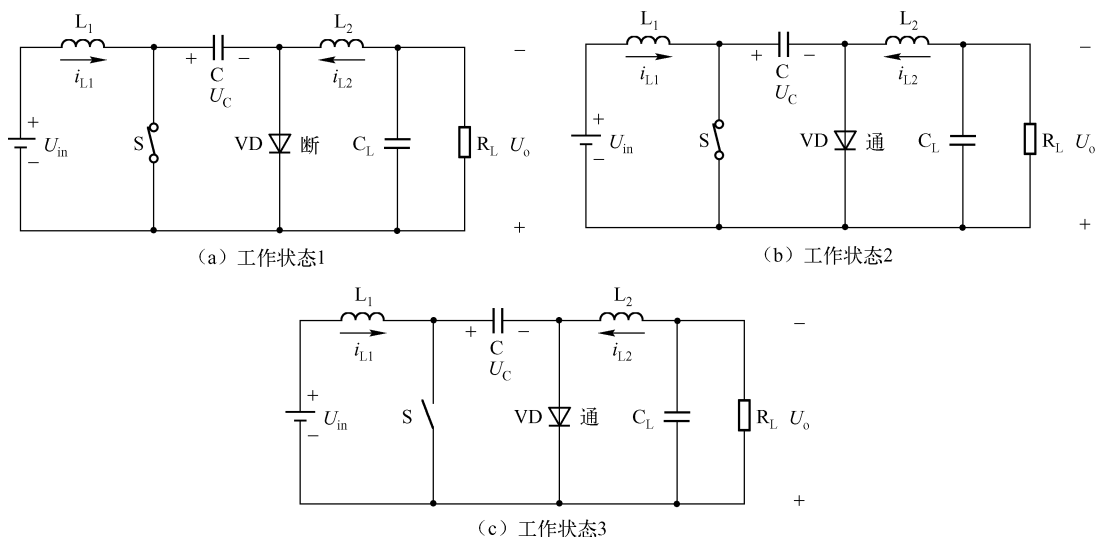
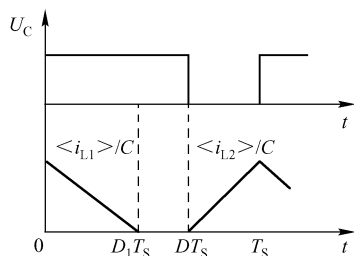


图 2-36 Cuk 变换器的工作状态

这时 S 和 VD 都导通。由于这个工作状态的引入，从而改变了变换器的特征。从后面的分析可以看出，工作于 DCVM 模式的 Cuk 变换器的平均输入电流波形自动地跟踪了输入电压的波形，从而使得变换器的功率因数大大提高，达到了功率因数校正的目的。3 种工作状态的 U_c 的计算如下：

图 2-37 U_c 的波形

$$U_c = \frac{\langle i_{L1} \rangle_{T_s} (1-D) T_s - \langle i_{L2} \rangle_{T_s} t}{C} \quad (0 < t \leq D_1 T_s)$$

$$U_c = D_1 \times T_s < t \leq D \times T_s \quad (2-17)$$

$$U_c = \frac{\langle i_{L1} \rangle_{T_s} (t - D T_s)}{C} \quad (D T_s < t \leq T_s)$$

式中， $D_1 = \frac{\langle i_{L1} \rangle_{T_s}}{\langle i_{L2} \rangle_{T_s}} (1-D)$ 。

2) 变换器的大信号模型及其稳态特性

采用平均电路法可以推导出变换器的大信号模型，再根据大信号模型可以推导出变换器的稳态特性。Cuk 变换器中的开关网络如图 2-38 所示。假设流过电感 L_1 、 L_2 的电流 i_{L1} 、 i_{L2} 在一个开关周期内的平均值分别为 $\langle i_{L1} \rangle_{T_s}$ 、 $\langle i_{L2} \rangle_{T_s}$ ，电容电压 U_c 在一个开关周期内的平均值为 $\langle U_c \rangle_{T_s}$ ，二极管 VD 上承受的电压 U_D 在一个开关周期内的平均值为 $\langle U_D \rangle_{T_s}$ 。由图 2-38 可以得到

$$\begin{aligned} \langle U_c \rangle_{T_s} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{D_1 T_s} \frac{\langle i_{L1} \rangle_{T_s} (1-D) T_s - \langle i_{L2} \rangle_{T_s} t}{C} dt + \frac{1}{T_s} \int_{D T_s}^{T_s} \frac{\langle i_{L1} \rangle_{T_s} (t - D T_s)}{C} dt \\ &= \frac{T_s}{2C} \langle i_{L1} \rangle_{T_s} (1-D) (1-D + D_1) \end{aligned} \quad (2-18)$$

$$\begin{aligned} \langle U_D \rangle_{T_s} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{D_1 T_s} \frac{\langle i_{L1} \rangle_{T_s} (1-D) T_s - \langle i_{L2} \rangle_{T_s} t}{C} dt \\ &= \frac{T_s}{2C} \langle i_{L1} \rangle_{T_s} (1-D) D_1 \end{aligned}$$

$$= \frac{T_s}{2C} (1-D)^2 \frac{\langle i_{L1} \rangle_{T_s}^2}{\langle i_{L2} \rangle_{T_s}} \quad (2-19)$$

于是可得

$$\langle U_s \rangle_{T_s} = \langle U_c \rangle_{T_s} = \frac{T_s}{2C} \langle i_{L1} \rangle_{T_s} (1-D)^2 \quad (2-20)$$

由式(2-20)可以看出, 输入端口电压 $\langle U_s \rangle_{T_s}$ 与输入端口电流 $\langle i_{L1} \rangle_{T_s}$ 成正比, 也就是说

$$\langle i_{L1} \rangle_{T_s} = \frac{\langle U_s \rangle_{T_s}}{R_{e(D)}} \quad (2-21)$$

式中, 等效电阻 $R_{e(D)}$ 为

$$R_{e(D)} = \frac{(1-D)^2 T_s}{2C} \quad (2-22)$$

因此, 开关网络输入端的等效电路如图 2-39 (a) 所示。由图 2-39 (a) 可以看出, 由于输入端口等效为一个电阻 $R_{e(D)}$, 所以变换器具有输入电流波形自动跟踪输入电压波形的能力, 从而达到了功率因数校正的目的。

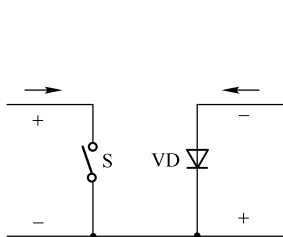


图 2-38 Cuk 变换器中的开关网络

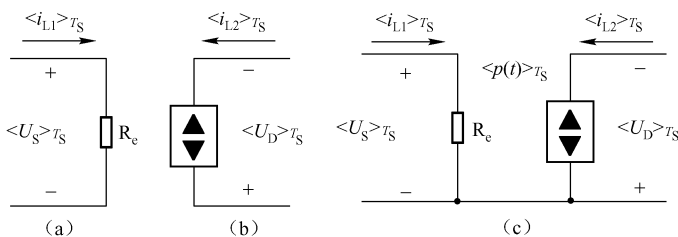


图 2-39 Cuk 变换器中的开关网络的等效电路

由式(2-19)和式(2-20)可得

$$\langle i_{L2} \rangle_{T_s} \langle U_D \rangle_{T_s} = \frac{\langle U_s \rangle_{T_s}^2}{R_e} = \langle p(t) \rangle_{T_s} \quad (2-23)$$

式中, $\langle p(t) \rangle_{T_s}$ 表示在一个开关周期内开关网络所处理的平均功率。

由式(2-23)可以看出, $\langle p(t) \rangle_{T_s}$ 与变换器的负载特性无关, 也就是说, 开关网络的输出端呈现出电源特性, 因此开关网络输出端的等效电路用一个受控电源表示, 如图 2-39 (b) 所示。由图 2-39 (a)、(b) 得到开关网络的“无损电阻模型”, 如图 2-39 (c) 所示。最后, 用开关网络的“无损电阻模型”代替图 2-39 中的开关网络, 得到工作于 DCVM 模式的 Cuk 变换器的大信号交流等效模型, 如图 2-40 所示。另外, 根据变换器的大信号交流等效模型, 经小信号线性化处理, 可以得到其交流小信号模型, 从而为整个系统的设计提供依据。

将图 2-40 中所示的各平均值用它们的稳态值代替, 并将图中的电感短路、电容开路, 可以得到工作于 DCVM 模式的 Cuk 变换器的直流模型, 如图 2-41 所示。

由图 2-41 可得, 输入功率 P_i 为

$$P_i = \frac{U_{in}^2}{R_{e(D)}} = \frac{2CU_{in}^2}{(1-D)^2 T_s} \quad (2-24)$$

输出功率 P_o 为

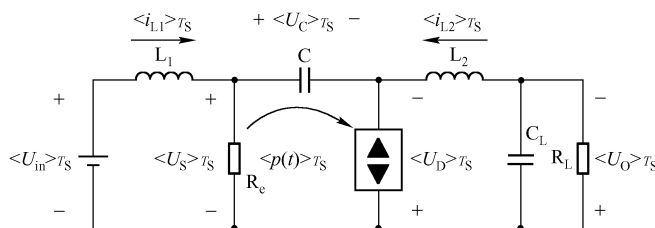


图 2-40 Cuk 变换器的大信号交流等效模型

$$P_o = \frac{U_o^2}{R_L} \quad (2-25)$$

假设变换器的效率为 100%，即 $P_i = P_o$ ，于是可得变换器的变比 M 为

$$M = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{\sqrt{2RLf_s C}}{1-D} \quad (2-26)$$

式中， f_s 为变换器的开关频率。

同样，由图 2-41 可以得到

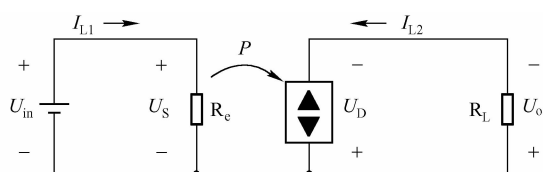


图 2-41 Cuk 变换器的直流模型

$$I_{L1} = \frac{U_i}{R_{e(D)}} = \frac{2f_s C U_i}{(1-D)^2} \quad (2-27)$$

$$I_{L2} = \frac{U_o}{R_L} \quad (2-28)$$

工作于 DCVM 模式的 Cuk 变换器用于单相功率因数校正的电路图如图 2-42 所示，图中加了滤波电感 L_f 和滤波电容 C_f ，用于滤除少量开关纹波。由图 2-42 可得，Cuk 变换器的输入电压为

$$u_i = U_L |\sin \omega_L t| \quad (2-29)$$

式中， U_L 和 ω_L 分别为输入电压的幅值和角频率。

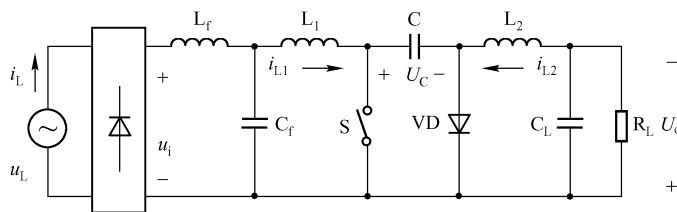


图 2-42 工作于 DCVM 的 Cuk 变换器用于单相功率因数校正的电路

设 E_i 为半个输入电压周期 ($T_s/2$) 中流入变换器的能量，则有

$$E_i = \int_0^{T_s/2} U_i I_{L1} dt \quad (2-30)$$

由式 (2-28)、式 (2-29)、式 (2-30) 可得

$$E_i = \int_0^{T_s/2} \frac{2f_s C U_i^2}{(1-D)^2} dt = \frac{T_L f_s C U_L^2}{2(1-D)^2} \quad (2-31)$$

另外，在半个输入电压周期内变换器输出的能量为

$$E_o = \frac{T_L U_o^2}{2R_L} \quad (2-32)$$

由于大电容 C_L 的存在, 所以 U_o 可以视为常数。假设变换器的效率为百分之百, 即输入与输出能量相等, 于是有

$$E_o = E_i \quad (2-33)$$

由式 (2-31)、式 (2-32)、式 (2-33) 可得

$$U_o = MU_{rms} \quad (2-34)$$

式中, U_{rms} 为输入电压的均方根值。

2.1.3 主频同步控制 PFC 电路

APFC 实际上是一个高频脉宽调制升压变换预调器, 它的输出电压通常比交流输入峰值电压高。对于在功率因数校正器输出端作为能量储存用的电容器, 当开关管截止时, 升压电感器储存的能量将通过升压二极管对其充电。而在电容器下一级的 DC/DC 全桥变换器所需的电流是通过软开关脉冲控制电容器放电获得的。

在普通开关电源中, 由于 DC/DC 变换器的开关频率和功率因数校正器的开关频率不一样, 所以在电容器的充放电过程中, 电容器的电压不会处在一个稳定电压上, 通常是在 400V 基础上, 加上电容器充放电的脉动电压。脉动电压的峰-峰值很大, 常会造成电解电容损坏, 这是在设计中不容忽视的问题。



结果

实践证明: 在功率因数校正器和 DC/DC 变换器中, 采用一个主频同步控制功率因数校正器的开关管和 DC/DC 变换器中的软开关同时工作, 当使通过升压二极管的充电电流和通过 DC/DC 变换器的电流尽可能重叠, 即电容器同时充放电时, 电容器上的脉动电压峰-峰值将减小。

当整流滤波电容器上的脉动电压减小 40% 以上时, 将使电容器的寿命延长, 可靠性增加, 这一方法可使电容器稳定可靠地工作。

如果辅助开关电源的开关频率也受同一个主频同步控制, 则整个整流模块只有一个开关频率基波及其高次谐波, 这就便于模块平滑滤波, 也可免去多个开关频率的相互干扰。

1. 电路分析

采用东芝公司生产的 ICTA8310F 控制 IC 构成的 APFC 电路的原理图如图 2-43 所示, 下面以此电路为例进行分析。

1) 主电路

在图 2-43 所示电路中, 主电路由一个全桥整流器和升压型 Boost 变换器构成。虽然其他变换器 (如 Buck, Flyback 等) 也可以实现这一功能, 但是由于 Boost 变换器具有输出电容小、断电保持时间长, 可实现输入电压、输入电流连续及 EMI 小等诸多优点, 所以大部分功率因数校正都采用它来作为主电路。该电路的输出电压为

$$U_o = U_i / (1 - D) \quad (2-35)$$

式中, U_i 为输入电压的有效值; D 为开关管 FET 的占空比。

该主电路的参数为: 输入电压为交流 178 ~ 264V, 输出电压为直流 380V, 最大输出功

率为 608W。

2) PFC 控制电路

在图 2-43 所示电路中, 控制 IC TA8310F 内部主要包含一个乘法器 MPX, 电流误差放大器 EI 及 PWM 比较器。三者协调工作, 将系统的输入电流校正为正弦波, 实现谐波的抑制。其工作原理说明如下。

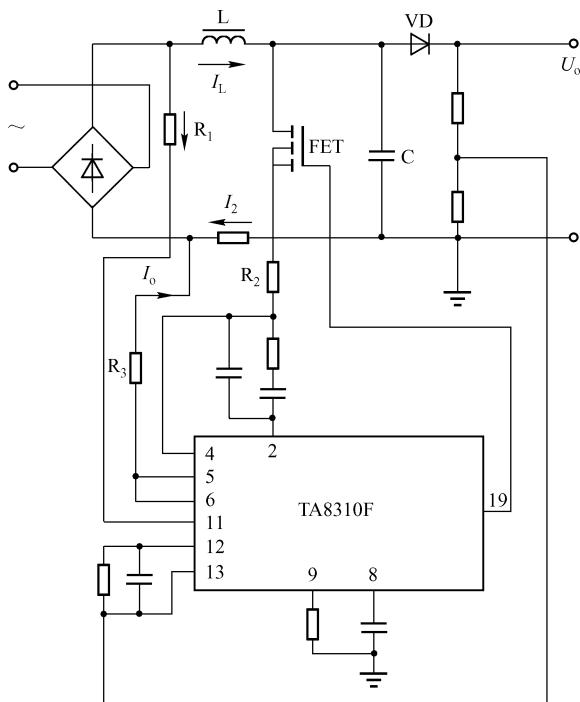


图 2-43 APFC 电路的原理图

(1) 乘法器 MPX 包含 2 个输入端, 一个输入端通过电阻 R_1 检测输入电压, 作为基准的正弦波信号 (只要做到使输入电流波形与此一致, 即可达到目的); 另一个输入端是电压误差放大器 EV (TA8310F 内) 的输出端, 其信号作为输出稳压的控制信号。乘法器为电流输入型, 不易受噪声干扰。

(2) 乘法器的输出电流信号为基准正弦波电流与电压误差放大器 EV (TA8310F 内) 输出的积, 它通过电阻 R_3 产生一个信号电压。该信号电压与由电阻 R_2 检测到的主电路电流的信号电压之差输入电流误差放大器 EI, 而 EI 与 PWM 比较器、驱动器 DRIVER、主电路及 R_1 形成一个闭环控制, 使两者的差无限接近于零。也就是说, 电阻 R_3 上的信号电压与电阻 R_2 上的信号电压相同, 以达到电源的输入电流波形无限接近于基准正弦波形的目的。

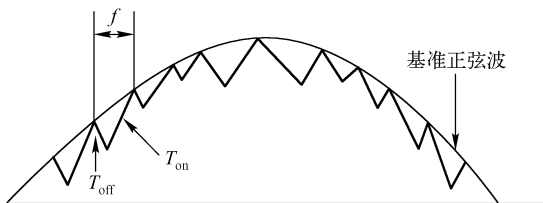


图 2-44 电感线圈 L 的电流波形示意图

为了更容易理解, 可放大示波器的 X 轴量程, 观察输入电流 I_L 的波形, 如图 2-44 所示。通过 PWM 控制改变开关的占空比, 可以实现对输入电流的校正。

(3) 一个 APFC 电路包括 2 个闭环控制回路：一个是电流控制环，它实现功率因数校正；另一个是电压控制环，由电压误差放大器 EV、乘法器 MPX、EI、PWM 比较器、DRIVER、主电路及 R1 构成，它使输出电压稳定在 380V DC。其主要设计参数有：开关频率 $f = 95\text{kHz}$ ；功率因数 $\text{PF} = 99.2\%$ ；效率 $\eta = 95.4\%$ 。电路的电磁兼容性要符合 VC CI A，FCC A，VDE A，DOC A 及 EN55022 标准。

实现功率因数校正后的电源，其输入电流波形如图 2-45 所示。当功率因数达到 99.2% 时，THD 只有 0.127，因此可知电流波形已得到明显的校正。

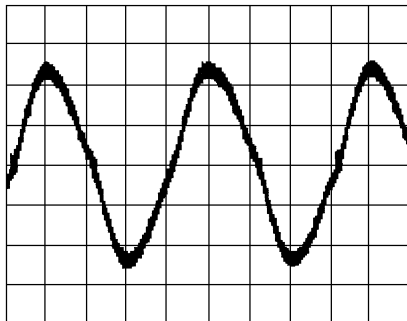


图 2-45 实现功率因数校正后的输入电流波形 (2A/DIV)

2. 设计时的注意事项

电感的选取会影响到输出纹波电流的大小及其他电路的设计参数，因此应保证它有足够大的饱和电流。电感值应为

$$L = \left(1 - \frac{U_{\text{imin}}}{U_o}\right) \cdot \frac{U_{\text{imin}}^2}{\left(2 \cdot \frac{\Delta I_L}{I_{\text{pmax}}} \cdot P_o \cdot f\right)} \quad (2-36)$$

式中， U_{imin} 为最小输入电压的峰值； U_o 为输出电压； ΔI_L 为电感上的纹波电流峰-峰值； I_{pmax} 为输入电流的峰值； P_o 为输出功率； f 为电源开关频率。

用来检测电流的主电路中的 R_2 应当选用额定功率大的电阻，且阻值应尽量小，一般在几十 $\text{m}\Omega$ 级。IC 的 2 脚、4 脚间及 12 脚、13 脚间应接入 RC 相位补偿网络，其合适的选值可以使系统更稳定，并可减小输出电压纹波。

2.1.4 输入电流间接控制的 APFC 电路

常用的 APFC 控制方法有三种，即电流峰值控制法、电流滞环控制法和平均电流控制法。这三种控制方法都需要检测整流桥的输出电压，属于输入电流直接控制的有源功率因数校正方法，可以使电路的输入功率因数校正到 0.99 以上，但是它们的控制原理比较复杂，需要检测的量较多，检测电路较为复杂，且控制电路成本较高。

本节分析了一种输入电流间接控制的 APFC 电路，它只需检测电感电流，其控制原理和控制电路都比较简单实用，而且控制电路成本很低。

1. 输入电流直接控制的 APFC 方法的原理

如图 2-46 所示为常用的 Boost 型 APFC 的原理图。主电路的输出电压 U_o 和基准电压 U_{ref} 比较后，输入给电压误差放大器 VA，整流桥输出电压 U_d 和 VA 的输出电压信号共同加到乘法器 M 的输入端，乘法器 M 的输出作为电流反馈控制的基准信号，与开关电流 i_s 比较后，经过电流误差放大器 CA 加到 PWM 控制部分，控制开关管 S 的通断，从而使输入电流（即电感电流） i_L 的波形与整流桥的输出电压 U_d 的波形一致，进而使电流谐波大为减少，提高电路的输入功率因数。

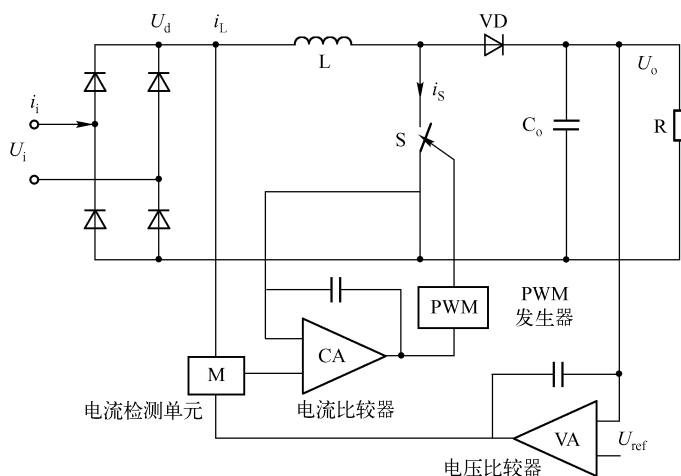


图 2-46 常用的 Boost 型 APFC 的原理图

输入电流间接控制的 APFC 电路可以用来检测下面的三个量中的任何一个：电感电流、开关管电流或二极管电流。如图 2-47 所示为检测电感电流的控制原理图。

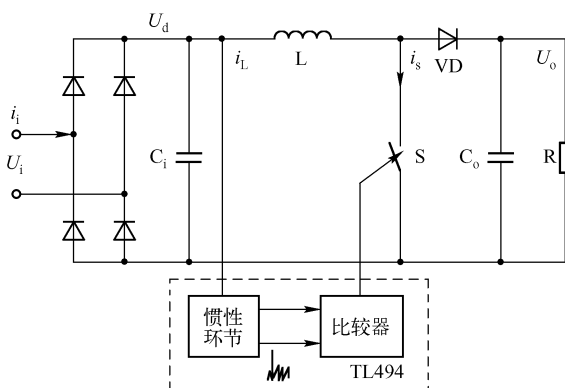


图 2-47 检测电感电流的控制原理图

整流桥的输出电压 U_d 是后级 Boost 电路的输入电压，设开关管 S 的导通占空比为 D_{on} ，则有

$$U_o = U_d / (1 - D_{on}) \quad (2-37)$$

因此有

$$U_d / i_L = (1 - D_{on}) U_o / i_L \quad (2-38)$$

假定电路的输入功率因数为 1，则有

$$U_d / i_L = R_i \quad (2-39)$$

由式 (2-38) 和式 (2-39) 可导出

$$D_{on} = 1 - (R_i / U_o) i_L \quad (2-40)$$

设定 $R_i / U_o = k$ (k 为一常数)，则有

$$D_{on} = 1 - k i_L \quad (2-41)$$

由上述推导可以看出，按式 (2-41) 控制开关管的导通占空比 D_{on} ，在理论上完全可

以使电路的输入功率因数为1。

2. 仿真和实验结果

依照图 2-47 所示的原理图, 设定下述实验参数: $U_i = 311 \sin(100\pi t)$ V (即市电输入), $L = 1\text{mH}$, $C_o = 940\mu\text{F}$ (两个 $470\mu\text{F}$ 并联), $C_i = 0.1\mu\text{F}$, $R = 200\Omega$, 开关频率 $f_s = 40\text{kHz}$, 开关管 S 选用 IRFP460, 二极管 VD 选用 DSEI30—10A, 控制芯片选用 TL494, 电感电流采用霍尔检测 (电流转换为电压的比例为 1:0.3), 惯性环节构成的低通滤波器带宽设定为 1kHz 。在 Matlab Simulink 环境下, 对上述实际系统进行建模仿真, 仿真结果如图 2-48 所示。

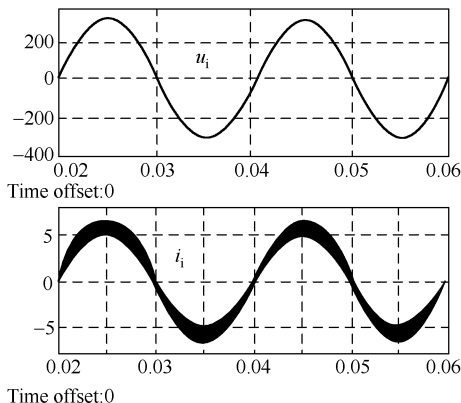


图 2-48 仿真结果

上述仿真的输入电流总谐波畸变率 $\text{THD} = 13.41\%$, 输入功率因数 $\text{PF} = 0.994$; 输入电压总谐波畸变率 $\text{THD} = 10.87\%$, 输入电流总谐波畸变率 $\text{THD} = 14.13\%$, 电路输入功率因数 $\text{PF} = 0.992$ 。电路实测输入电压和输入电流的波形如图 2-49 所示。

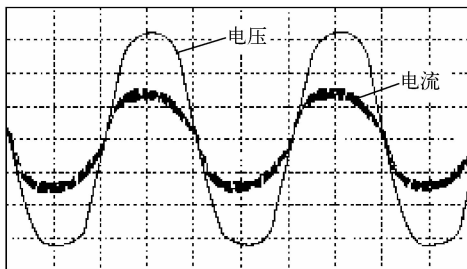


图 2-49 电路实测输入电压和输入电流的波形 (电压 $100\text{V}/\text{格}$, 电流 $5\text{A}/\text{格}$)



优势

值得指出的是, 由 TL494 及其外围电路构成的控制电路的成本较常用的由 UC3854 及其外围电路构成的控制电路的成本要低得多。仿真和实验结果都表明, 该输入电流间接控制的有源功率因数校正方法可以使电路的输入功率因数达到 0.99 以上, 并且控制原理简单实用, 控制电路成本很低。



2.2 UC/UCC 系列 PFC 集成控制器

2.2.1 UC3852 PFC 集成控制器

1. UC3852 的结构及引脚功能

UC3852 是零电流关断的 PFC 控制集成电路的代表性产品之一，在 UC 系列产品中还有 UC1852 和 UC2852，三者唯一的区别是结温不同。其中，UC1852 的结温为 $55 \sim 125^{\circ}\text{C}$ ，UC2852 的结温为 $-25 \sim +85^{\circ}\text{C}$ ，而 UC3852 的结温则为 $0 \sim +70^{\circ}\text{C}$ 。它们均采用了 DIL-8 (J 或 N) 和 SO-8 (D) 两种封装形式。UC3852 的引脚排列及符号（顶视图）如图 2-50 (a) 所示。UC3852 主要由内部电源、零电流与过电流比较器、误差放大器、PWM 比较器、逻辑电路及驱动输出级等单元电路组成，其内部结构框图如图 2-50 (b) 所示。UC3852 各引脚的功能如表 2-1 所示。

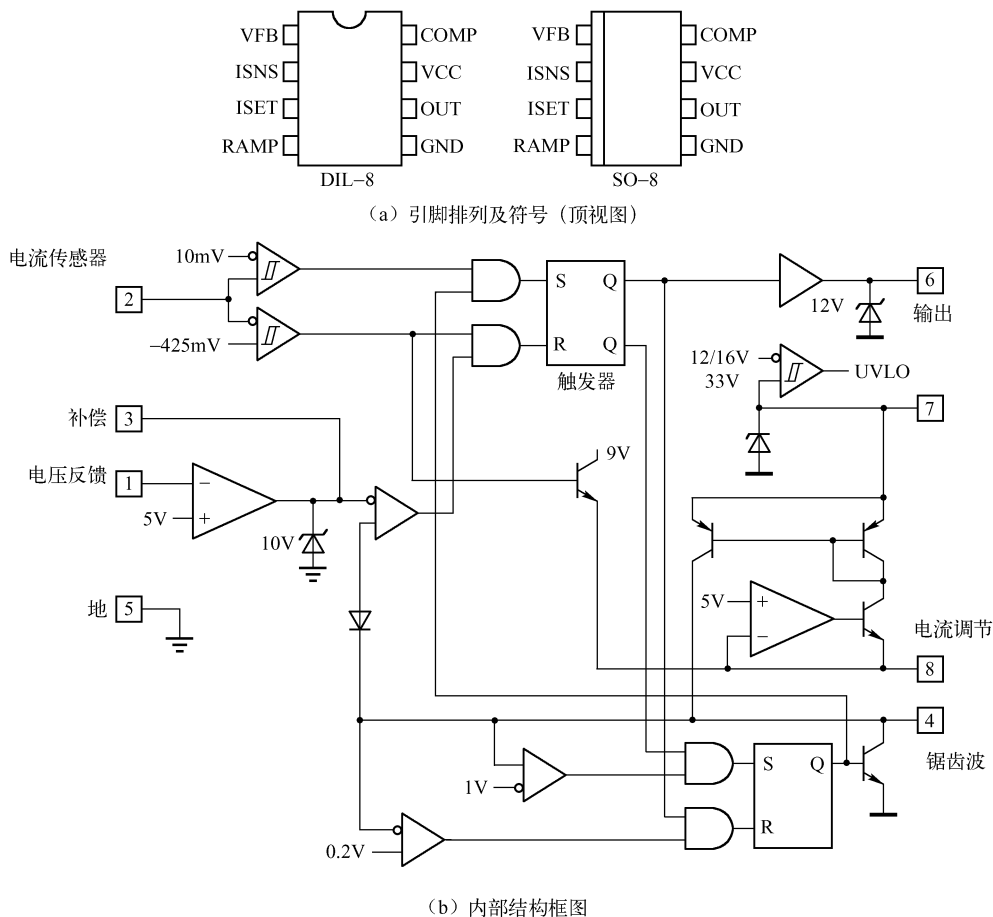


图 2-50 UC3852 的引脚排列及内部结构框图

表 2-1 UC3852 各引脚的功能

引 脚 号	符 号	引 脚 功 能
1	VFB	误差放大器的反相输入端，该脚与 8 脚之间外接反馈网络
2	ISNS	零电流和过电流比较器输入端，该脚与地之间接有电流检测电阻
3	ISET	该脚的功能有：①编程斜坡（RAMP）充电电流；②作为参考输出；③用做故障输出
4	RAMP	该脚与地之间接有定时器电容，用于准时调节 PWM 和 8 脚之间的电压
5	GND	接地端
6	OUT	MOSFET 栅驱动输出端
7	VCC	电源电压端
8	COMP	误差放大器输出和 PWM 比较器输入端

2. UC3852 系列的极限电气参数

UC3852 是一款低成本的经济型有源高功率因数控制器，它只需少量的外部元器件就可以组成 ZCS 升压变换器。UC3852 应用于 50 ~ 500W 的 PFC 变换器中，可产生交流正弦输入电流，调整直流输出电压，使功率因数达到 0.99 以上。UC3852 的启动电流低于 1mA，具有欠电压锁定、输出钳位、峰值电流限制、最低与最高频率限制等保护功能。UC3852 的极限电气参数如表 2-2 所示。

表 2-2 UC3852 的极限电气参数

参 数 名 称	参 数 值	参 数 名 称	参 数 值
电源电压（低阻抗源）	30V	COMP（8 脚）电流	± 10mA
电源电流（高阻抗源）	30mA	ISSET（3 脚）电流	10mA
输出峰值电流	± 1A	耗散功率（ $T_a \leq 25^{\circ}\text{C}$ ， DIL-8 封装）	1W
ISNS（2 脚）输入电压	± 5V	储存温度	- 65 ~ 150℃
VFB（1 脚）输入电压	- 0.3 ~ 10V	焊接温度（10s）	300℃

3. UC3852 的特点

UC3852 使用的外部元器件很少且性能优良，可提供各种保护功能，是离线式 PFC 电路应用的最佳选择。其主要特点如下：

- （1）具有欠压闭锁功能，在 16V 时开通，在 11V 时关断；
- （2）栅极驱动输出被钳位到 12V，并具有较低的自偏压输出；
- （3）具有过流保护功能；
- （4）控制电路的最大频率和最大开通时间可编程，并可进行过流输出指示；
- （5）工作电流较小，启动电流为 0.4mA，最大输入电压为 30V；
- （6）能够实现零电流开关，开通时间可控；
- （7）抗噪声能力强；
- （8）采用 UC3852 设计 PFC 电路可实现高功率因数（典型值为 0.997）和最低的总体成本。

4. UC3852 控制的基本原理

1) 开通时间控制

UC3852 的电压误差放大器的输出信号与 4 脚产生的锯齿波比较后，输出综合信号去控



制 PFC 开关的开通时间。PFC 开关的开通时间随电源和负载条件的变化而变化，但一般认为在电源半周期内是恒定的，因此需要电压误差放大器环路补偿为低频带宽，而且其频响中的 0dB 渡越频率应低于电源频率。

2) 零电流开关

在具体应用中，零电流开关有以下三大优点：

(1) 在下一个开关周期开始之前电感电流必须为零，这就意味着高效率，并且排除了升压整流器的恢复损耗；

(2) 电感中的电流变化量 ΔI_L 等于峰值电流 I_{Lpk} ，这是因为在每个周期内电流都要从零开始变化并返回到零；

(3) 不连续升压变换器的电源波形类似于三角形，其充电面积等于峰值电流与时间之积的一半。由于可以把时间看成连续不断的三角序列，所以严格地讲，峰值电流应等于平均电流的 2 倍，这就保证了稳态和瞬态开关周期的相互关系。变换器正好工作在连续和不连续电流模式间的边缘上，因此它可在变频方式下工作。

采用“固定”开通时间和零电流开关技术共同实现了输入电流的自动功率因数校正功能，借助于基本电感波形的分析就能证明上述结果。为了适应电感电流的充、放电，PFC 电路中的电感必须具有 PFC 技术所规定的特性。采用 UC3852 电路就能有效地控制电感的充、放电条件。

3) 电感电流波形

电感中的电流 i 、它所产生的感应电动势 U 与其电感量 L 之间的关系为

$$U/L = di/dt \quad (2-42)$$

关于升压型 PFC 变换器的运行条件，可用 $U_i(t)$ 替代 U ，即 $U_i(t)$ 表示电感上的瞬时电压。也可以假定在半个电源周期内电感值和开关开通时间是恒定的。电感电流的变化量 ΔI_L 实际上等于电流的峰值 $I_{Lpk}(t)$ ，因为电感总是在零电流条件下开始充电的，这是零电流开关强迫所致。在进行功率因数校正时，根据上述关系可以得到

$$I_{Lpk}(t) \propto U_i(t) \quad (2-43)$$

式 (2-43) 表明瞬时电源电流将紧跟瞬时电源电压。因为输入电压是正弦波，所以输入电流也是正弦波。电感电流波形如图 2-51 所示。这种控制开通时间的零电流开关技术，只使用很简单的控制电路就能自动校正功率因数。

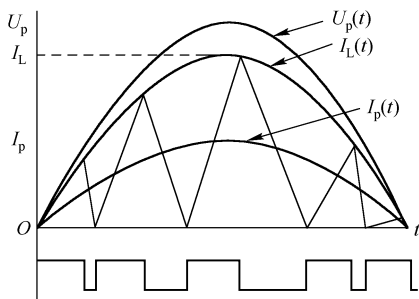


图 2-51 电感电流波形

控制电路就能自动校正功率因数。

2.2.2 UC3854 PFC 集成控制器

1. 主要特点及工作原理

UC3854 是一款高功率因数的集成控制电路，其主要特点如下：

(1) 采用 PWM 升压电路，功率因数达到 0.99 以上，THD < 5%，适用于任何特性的开关器件；

- (2) 采用通用的工作方式, 无须开关, 可进行前馈线性调整;
- (3) 采用平均电流控制模式, 噪声灵敏度低, 启动电流小;
- (4) 采用低偏值模拟乘法器/除法器, 可进行恒频控制;
- (5) 采用 1A 图腾极驱动, 可提供高精度的基准电压和精确的参考电压。

UC3854 主要包括电压误差放大器、模拟乘法/除法器、电流放大器、固定频率脉宽调制器、功率 MOS 管门极驱动器、过流保护比较器、7.5V 基准电压源、软启动环节、输入电压前馈环节及输入电压钳位环节等。UC3854 的内部结构如图 2-52 所示。

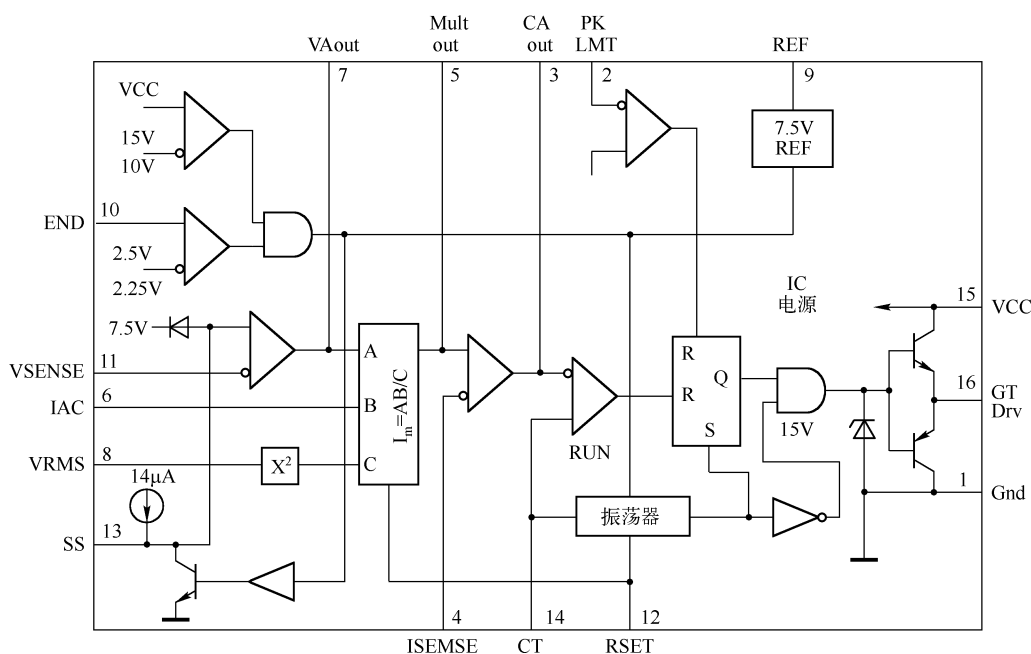


图 2-52 UC3854 的内部结构图

2. 误差放大器

UC3854 内部有电压误差放大器和电流误差放大器, 它们的基本结构类似, 其差别在于电流误差放大器对电流控制电路有特殊要求, 其增益和带宽要大于电压误差放大器。因此, 这里只给出电压误差放大器的模型示意图。电压误差放大器的原理图如图 2-53 所示。如图 2-54 所示为电压误差放大器的宏模型示意图。

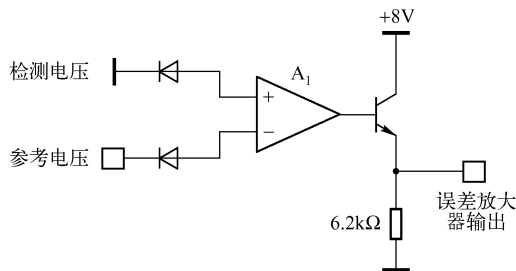


图 2-53 电压误差放大器的原理图



在图 2-53 中,运放的正向输入端连接检测电压,反向输入端连接参考电压,运放的输出经过三极管与 $6.2\text{k}\Omega$ 的电阻构成射极跟随器输出。

在图 2-54 中, R_1 和 C_1 决定了电压误差放大器的输入阻抗,电压控制电流源 G_1 及电容 C_1 决定了电压误差放大器的增益带宽,并且通过二极管 VD_2 、 VD_3 、电源 U_o 、 U_s 实现了对误差放大器输出的钳位。

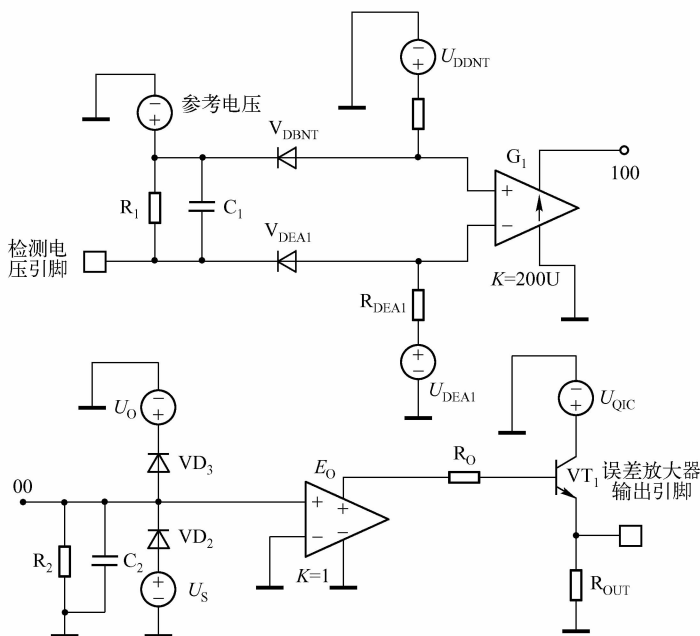


图 2-54 电压误差放大器的宏模型示意图

3. 乘法器模型

乘法器的模型构建在整个集成电路的建模中非常重要,图 2-55 给出了其模型的具体实现。该乘法器有 3 个输入端:电压误差放大器的输出端、输入 AC 电流 (I_{AC}) 端、 U_{RMS} 检测电压输入端。其中, I_{AC} 端输入的是电流信号,而它的采样是功率级的输入电压,这可以用一个 6V 的电压源 U_{IAC} 进行电压信号/电流信号的转换。乘法器输出端输出的是电流信号,该乘法器的输出电流可用下式表示:

$$I_{MO} = K \times I_{AC(UEAOUT-1)} \quad (2-44)$$

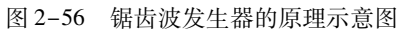
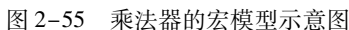
式中, I_{MO} 为乘法器的输出电流; $I_{AC(UEAOUT-1)}$ 为电压信号/电流信号的输出电流; K 为增益调节因子,它随着功率级的输入电压 U_{RMS} 的变化而变化,它可以用下式表示:

$$K = k/U_{RMS}^2 \quad (2-45)$$

式中, U_{RMS} 为检测电压有效值; k 为乘法器增益常数,其典型值为 1V。

4. 振荡器模型

振荡器的锯齿波发生器的振荡频率和死区时间由外围电路元件 R_T 和 C_T 共同决定,图 2-56 给出了锯齿波发生器的原理图。在图 2-56 中,参考电压、 U_D 、 R_T 和 F_{CHAROE} (基准电流源 G) 共



如图 2-57 所示为输出驱动电路的模型示意图。图中，由两个三极管组成了推挽式的输出驱动，这是在构造模型时所做的简化。输入信号为该芯片内部的逻辑输出，对本电路来说它是一个数字输入信号。其输出驱动信号受到钳位二极管 DCL 的钳位，用以对开关管进行保护。

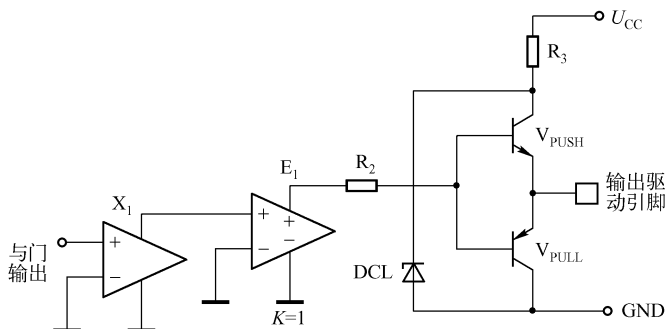


图 2-57 输出驱动电路的模型示意图

6. 模拟乘法/除法器

模拟乘法/除法器是功率因数校正集成电路的核心，它的输出电流 I_{MO} 反映了功率因数为 1 的开关电源电路的输入电流，因此可作为基准电流。 I_{MO} 与乘法器的输入电流 I_{AC} (I_{AC} 与输入电压瞬时值成比例) 之间的关系为

$$I_{MO} = AB/C \quad (2-46)$$

式中， $A = I_{AC}$ ； $B = U_{AO} - 1.5$ ， U_{AO} 为 UC3854 的电压误差放大器的输出信号，从 U_{AO} 中减去 1.5V 是芯片设计的需要； $C = KU_{ms}^2$ ， K 在乘法器中的值等于 -1， U_{ms} 是前馈电压，其值为 1.5 ~ 4.77V，由 APFC 的输入电压经分压后提供。

模拟乘法/除法器中引入 U_{ms}^2 起到了前馈作用：一方面，芯片内部钳位于 U_{ms} ，消除了输入电压对电压环放大倍数的影响，使电压环放大倍数和输入电压无关；另一方面，电压误差放大器的输出还可使输入功率稳定，不随输入电压的变化而变化。例如，当输入电压变为原来的两倍时，反映输入电压变化的 I_{AC} 、 U_{ms} 均变为原来的两倍。由式 (2-46) 可知， I_{MO} 将减半，再通过调制使输入电流减半，从而保持输入功率不变。另外，电压误差放大器具有输出钳位功能，可以限制电路的最大功率。前馈电压的输入采用了二阶低通滤波，这样既可以提高抗干扰能力，又不影响前馈电压输入端对电网波动的快速响应。

在应用中应注意，前馈电压中的 100Hz 纹波进入乘法器后，会和电压误差放大器中的纹波叠加，从而使波形失真增大，影响功率因数的提高。

另外，在前馈电路中前馈电容 C_f 取值的大小也会影响功率因数，如果 C_f 太小，则功率因数会降低，而 C_f 过大，前馈延迟又较大。当电网电压变化剧烈时，会造成输出电压的过冲或欠冲，因此 C_f 的取值应折中考虑。

电压误差放大器的输出电压的范围为 1 ~ 5.8V，当输出电压低于 1V 时，将会抑制乘法器的输出。电压误差放大器的最大输出电压限定为 5.8V 的目的是防止输出过冲。为了减小输入电压过低时产生的交越死区，交流输入端的标称电压取为 6V，同时还用电阻将该端口与内基准连接了起来，这样输入电流的交越失真将最小。

在 APFC 电路中，整流桥后面的滤波电容器移到了整个电路的输出端，这是因为 U_{in} 应保持半正弦的波形，而 U_{out} 需要保持稳定。

模拟乘法/除法器的输出为 $(A \times B)/C$ ，而 C 为前馈电压 U_s 的平方。之所以要除以 C 是为了保证在高功率因数的条件下，使 APFC 的输入功率 P_i 不随输入电压 U_{in} 的变化而变化。其工作原理分析、推导如下。

乘法器的输出为

$$U_i = K_m \times U_f \times U_e = K_m \times K_{in} \times U_{in} \times U_e \quad (2-47)$$

式中, K_m 表示乘法器的增益因子; K_{in} 表示输入脉动电压缩小的比例因子。

电流控制环按照 U_{in} 和电流检测电阻 R_0 建立了 I_{in} , 即

$$I_{in} = K_i \times \frac{U_{in}}{R_0} \quad (2-48)$$

式中, K_i 表示 U_{in} 的衰减倍数。

将式 (2-47) 代入式 (2-48) 后有

$$I_{in} = \frac{K_i \times K_m \times K_{in} \times U_{in} \times U_e}{R_0} \quad (2-49)$$

如果 $PF=1$, 效率 $\eta=1$, 则有

$$P_o = P_i = I_{in} \times U_{in} = K_m \times K_{in} \times K_i \times U_e \times \frac{U_{in}^2}{R_0} \quad (2-50)$$

由 (2-50) 可知, 当 U_e 固定时, P_i 、 P_o 将随 U_{in}^2 的变化而变化。而如果利用除法器, 将 U_{in} 除以一个 $C = (K_{in} \times U_{in})^2 = K_{in}^2 \times U_{in}^2$ 后有

$$P_o = P_i = \frac{K_m \times K_{in} \times K_i \times U_e \times U_{in}^2}{R_0 \times K_{in}^2 \times U_{in}^2} = \frac{K_m \times K_i \times U_e}{R_0 \times K_{in}} = K_m \times K_i \times K_f \times \frac{U_e}{R_0} \quad (2-51)$$

式中, $K_f = 1/K_{in}$ 。

由此可见, 在保证提高功率因数的前提下, 在 U_e 恒定的情况下, P_i 、 P_o 不随 U_{in} 的变化而变化。也就是说, 通过输入电压前馈技术和乘法器、除法器, 可以使控制电路的环路增益不受输入电压 U_{in} 变化的影响, 而且容易实现全输入电压范围内的正常工作, 并可使整个电路具有良好的动态响应和负载调整特性。

UC3854 的开关管和二极管都工作在硬开关状态, 这会带来以下问题:

- (1) 开通时开关管的电流上升和电压下降同时进行, 关断时开关管的电流下降和电压上升同时进行, 这会使开关管的开通和关断损耗增大;
- (2) 当开关管关断时, 感性元件将感应出较大的尖峰电压, 有可能造成开关管击穿;
- (3) 当开关管开通时, 开关管结电容中储存的能量有可能使开关管因过热而损坏;
- (4) 二极管由导通变为截止时, 存在反向恢复问题, 容易造成直流电源瞬间短路。

7. UC3854 的引脚功能

UC3854 的引脚功能如表 2-3 所示。

表 2-3 UC3854 的引脚功能

引脚号	符号	功能
1	GND	接地端, 器件内部电压均以此端电压为基准
2	PKLMT	峰值限定端, 其阈值电压为零, 该脚既可与芯片外检测电阻的负端相连, 并可与芯片内接基准电压的电阻相连, 以使峰值电流比较器反向端的电位补偿至零
3	CAOUT	电流误差放大器的输出端, 用于对输入总线电流进行检测, 并向脉冲宽度调制器输出电流校正信号
4	ISENSE	电流误差放大器的反向输入端, 该脚电压应高于 $-0.5V$ (因采用二极管对地保护)



续表

引脚号	符号	功能
5	MULTOUT	乘法放大器的输出端和电流误差放大器的同相输入端
6	IAC	乘法器的前馈交流输入端，其设定电压为 6V，通过外接电阻与片内基准连接
7	VAOUT	电压误差放大器的输出端，该脚与乘法器的 A 端相连，其电位低于 1V 时乘法器无输出
8	VRMS	前馈电压有效值补偿端，该端与阻值和输入电压有效值成正比的电阻相连时，可对输入电压的变化进行补偿
9	VREF	基准电压输出端，可向外围电路提供 10mA 的驱动电流
10	ENA	允许比较器的输入端，不用时与 +5V 电压相连
11	V 检测	电压误差放大器的反相输入端，在芯片外与反馈网络相连，或通过分压网络与功率因数校正电路输出端相连
12	RSET	定时电阻端，在该端与地之间接入不同的电阻，可用来调节振荡器的输出和乘法器的最大输出
13	SS	软启动端，与误差放大器的同相端相连
14	CT	定时电容端，接对地电容器 C_T ，作为振荡器的定时电容
15	VCC	正电源端，为 10 ~ 16V
16	GTD RV	PWM 信号的图腾输出端，外接 MOSFET 的栅极，该脚电压被钳位在 15V

UC3854 的驱动功能由低压锁定比较器和 ENA 比较器的输出来保证。电压误差放大器的反相输入端与 UC3854 的 11 脚相连，在正常工作条件下，电压误差放大器的同相输出端接 7.5V 的参考电压，该参考电压也用于缓开功能。该结构可使主电压控制环在输出电压到达工作点之前开始工作，以消除尖峰冲击电压对电源的影响。

7 脚是电压误差放大器的输出端，同时也是乘法器的输入端。乘法器的另一个输入端接 UC3854 的 6 脚，该脚的输入信号来自于整流后的调节信号，此调节信号是一个电流信号。8 脚输出前馈输入电压，该信号在输入乘法器之前进行平方运算。12 脚的外接电阻可用来调节振荡器的输出和限制乘法器的最大输出电流（乘法器的最大输出电流用 I_{MO} 表示）。

电流误差放大器的同相输入端与 UC3854 的 5 脚相连，其反相输入端与 4 脚相连。电流误差放大器的输出信号输送到 PWM 发生器中，并与 14 脚的三角波进行比较。PWM 发生器和振荡器的输出信号都输送到 RS 触发器，从 RS 触发器输出的大电流信号输送到 16 脚。在 UC3854 内部将输出电压钳位在 15V，这样功率 MOSFET 不会有门极过压驱动的危险。2 脚提供紧急峰值电流极限功能，通过快速拉升来关闭输出脉冲。UC3854 的基准电压由 9 脚输出，其电源由 15 脚提供。

8. UC3854 的关键参数

表 2-4 列出了 UC3854 各主要功能模块的关键参数。

表 2-4 UC3854 各主要功能模块的关键参数

参 数	测 试 条 件	典 型 值	单 位	参 数	测 试 条 件	典 型 值	单 位
电压误差放大器				乘法器			
Vsense 偏置电流		-25	nA	最大输出电流		-200	μA
开环增益		100	dB	增益因子		-1.0	
输出电压摆幅		0.8 ~ 5.8	V	振荡器			
短路电流	$U_{AOUT} = 0$	-20	mA	振荡频率	$R_{SET} = 8.2\text{k}\Omega$	102	kHz
电流误差放大器				斜坡幅度		5.5	V
ISENSE 偏置电流		-120	nA	输出驱动			
开环增益		110	dB	输出高电压	$I_o = 200\text{mA}$ $U_{CC} = 15\text{V}$	12.8	V
输出电压摆幅		0.5 ~ 16	V	输出低电压	$I_o = 200\text{mA}$	1.0	V
短路电流		-20	mA				
增益带宽积		800	kHz				

2.2.3 UCCx850x PFC/PWM 组合控制器

1. UCCx850x 系列 PFC/PWM 组合控制器

UCCx850x 系列 PFC/PWM 组合控制器是新近推出的 BiCMOS 系列 IC，表 2-5 列出了其主要型号、使用温度范围、欠压锁定（UVLO）门限范围及封装形式等参数。

表 2-5 UCCx850x 系列 PFC/PWM 组合 IC 的主要参数

型 号	温度范围 (℃)	PFC 导通门 限 (V)	PFC - UVLO 滞后 (V)	PWM 导通参 考门限 (V)	PWM 导通参 考滞后 (V)	封 装 形 式
UCC18500	5 ~ 125	16	6	6.75	1.2	J - CDIP N - PDIP PW - SOIP
UCC18501		10.5	0.5	6.75	1.2	
UCC18502		16	6	6.75	3	
UCC18503		10.5	0.5	6.75	3	
UCC28500	0 ~ 85	16	6	6.75	1.2	N - PDIP DW - SOIP
UCC28501		10.5	0.5	6.75	1.2	
UCC28502		16	6	6.75	3	
UCC28503		10.5	0.5	6.75	3	
UCC38500	0 ~ 70	16	6	6.75	1.2	N - PDIP DW - SOIP
UCC38501		10.5	0.5	6.75	1.2	
UCC38502		16	6	6.75	3	
UCC38503		10.5	0.5	6.75	3	

由表 2-5 可知 UCCx8500/UCCx8502 有一个较宽的 PFC - UVLO 门限 (16V/10V)，适合于自举偏置电源工作，而 UCCx8501/UCCx8503 带有较窄的 PFC - UVLO 门限 (10.5V/10V)，这对于固定偏置工作更加适宜。对于 PWM 控制电路而言，UCCx8500/UCCx8501 的 UVLO 门限范围较窄，而 UCCx8502/UCCx8503 则带有较宽的 UVLO 门限范围。



2. UCC1850x 系列 PFC/PWM 组合 IC 的内部结构及主要功能特点

UCC1850x 系列 PFC/PWM 组合 IC，主要包含平均电流型 PFC 控制器和峰值电流型 PWM 控制器两部分。PFC 控制器主要由带 7.5V 参考的低失调电压放大器、宽电流范围的线性乘法器、带噪声衰减结构的低失调电流放大器、PWM 比较器、振荡器、锁存器和大电流推拉式 MOSFET 栅极驱动器等部分组成，附加的功能包括过电压保护、零功率检测及峰值电流和功率限制。PWM 控制器主要包含峰值电流限制比较器、电流检测比较器、软启动与占空比限制电路及栅极驱动器输出级等。

UCC1850x 系列 PFC/PWM 组合 IC 的引脚排列及内部结构如图 2-58 所示。UCC1850x 系列 PFC/PWM 组合 IC 的主要特点有以下几个。

(1) 利用平均电流型控制可对 AC 输入电流波形进行整形，以保持 AC 输入电流波形与 AC 输入电压的波形一致及获得接近于 1 的功率因数。

(2) 利用峰值电流型控制可实现第二级 DC/DC 变换器的功率转换。

(3) 为减少输出纹波电流，可采用 SmartSync 技术进行前沿/后沿调制，从而使 PFC 与 PWM 开关之间的交迭达到最小。

(4) 具有 AC 输入电压前馈控制功能，在 AC 输入电压变化时可保持输入功率恒定，从而可使 AC 输入电压范围达 85 ~ 265V，并且无须电源选择开关，适应全球市电电源供电要求。

(5) 振荡器频率可由外接定时元件 R_T 、 C_T 编程确定 $[f_{osc} = 0.725 / (R_T C_T)]$ 。

(6) 启动电流小，具有第二级变换器同步化软启动和第二级变换器关闭可编程，在 50% 占空比下栅极驱动电流达 1A。

3. UCC2851x 系列 PFC/PWM 组合 IC 的内部结构及主要功能特点

美国得州仪器 (TI) 公司新推出的 UCC2851x 系列 PFC/PWM 组合控制器含有 8 个型号 (从 UCC2851x 到 UCC28517)，这些控制器的 PFC 级和 PWM 级栅极驱动源电流和阱电流由先前同类器件的 0.3 ~ 1.5A 分别增加到 2A 和 3A，从而使得离线式开关电源 (SMPS) 的功率提高到 300W 以上。该功率等级属于业界真正要求的严格限制谐波含量的 SMPS 功率范畴。

UCC2851x 系列 PFC/PWM 组合 IC 在设计上有许多创新，在通用 AC 线路输入 (85 ~ 265 V) 和负载范围内，其电流谐波含量完全符合 ICE100032 标准要求，线路功率因数非常接近于 1。同时，PFC 升压变换器的输出纹波电流明显减小，系统瞬态响应得到提高。与先前的 PFC/PWM 组合控制器比较，采用该系列控制器可使 SMPS 系统电路进一步简化，从而有助于降低系统成本，节省空间，提高系统的功率密度和可靠性。与其他同类 PFC/PWM 组合控制器比较，UCC2851x 系列 PFC/PWM 组合 IC 的先进性表现在以下几方面。

(1) 由于 PFC 电路采用前沿调制 (LEM)，而 PWM 级采用后沿调制 (TEM) 方案，从而有效地减小了 PFC 升压预变换器升压电容器上的纹波电流。

(2) 由于 PFC 控制器采用了高线性化的三输入乘法器为 AC 电流 (I_{AC}) 产生参考信号，所以能获得接近于 1 的功率因数，并且在 85 ~ 256V 的 AC 电压范围内，能够产生更低的电流失真。因为采用了跨导误差放大器，所以提高了瞬态响应。

(3) PWM 控制器的最大占空因数可编程，其开关频率 f_{PWM} 既可以选择与 PFC 电路的工作频率 f_{PFC} 相同 (UCC28510 ~ UCC28513)，也可以选择为 f_{PFC} 的 2 倍 (UCC28514 ~ UCC28517)。

UCC28510 系列 PFC/PWM 组合 IC 的内部结构如图 2-59 所示。UCC2851x 系列 PFC/PWM 组合 IC 具有以下几方面的特点。

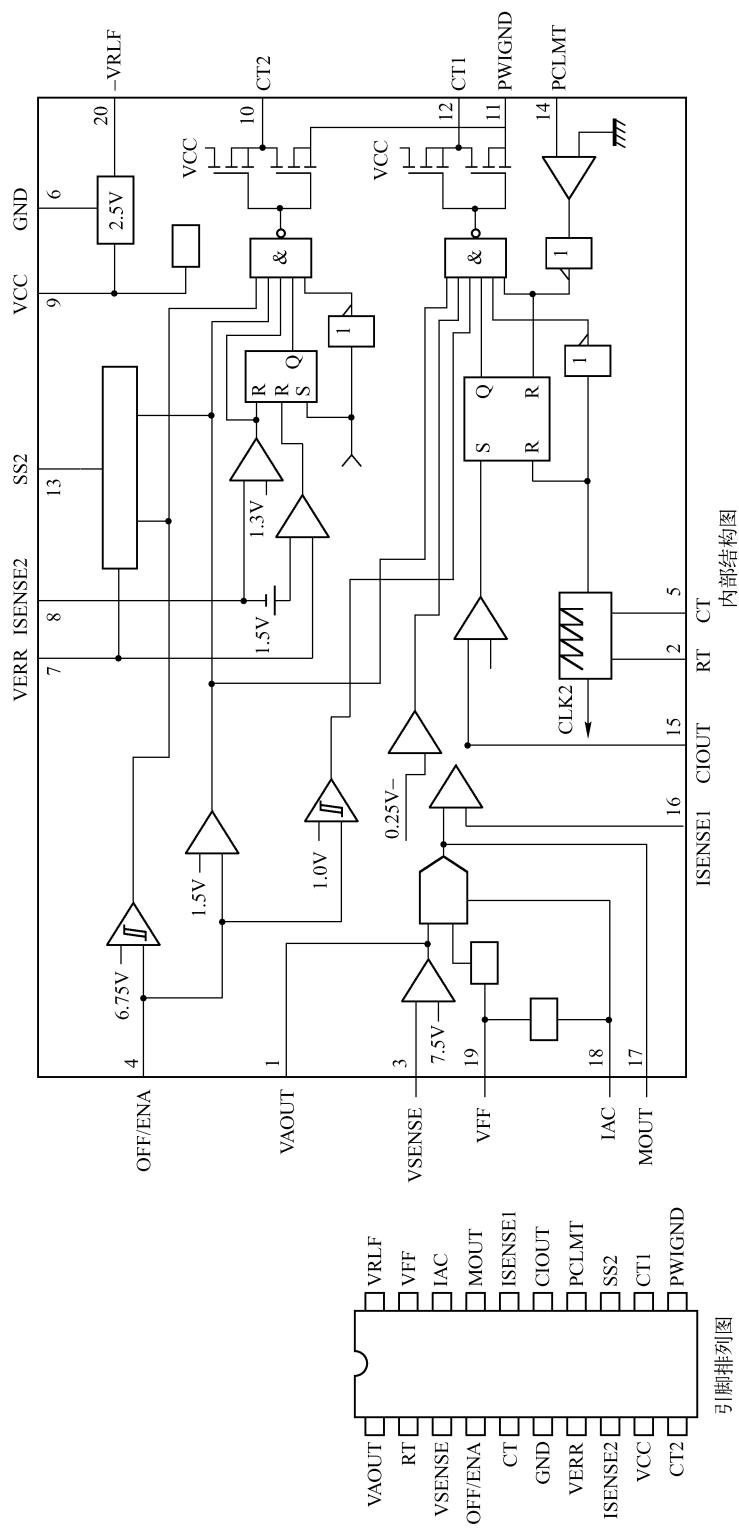


图2-58 UCC1850x 系列PFC/PWM组合IC的引脚排列及内部结构图

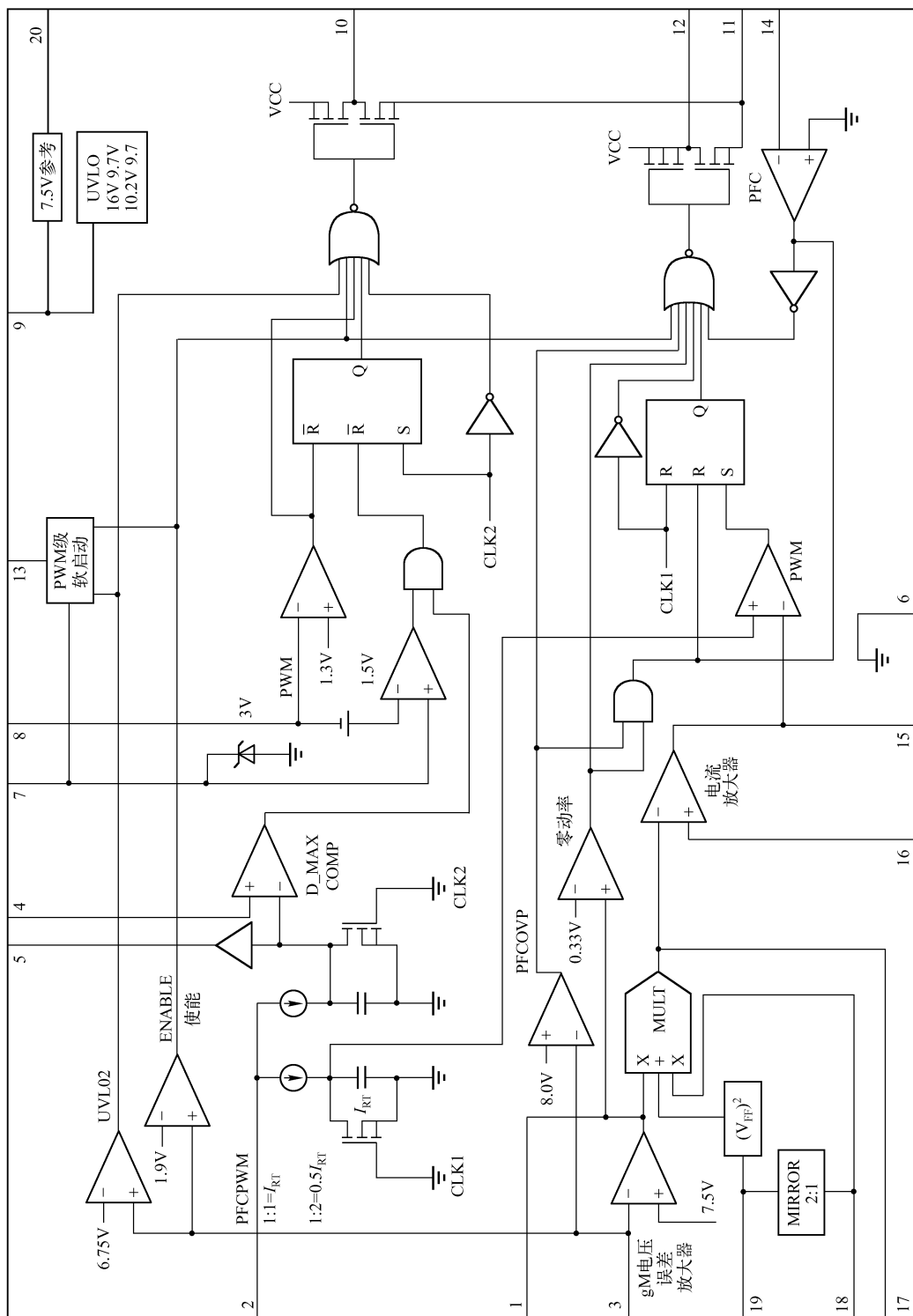


图2-59 UCC28510系列PFC/PWM组合IC的内部结构图

- (1) 采用 20 引脚 PDIP 或 20 引脚 SOICW 封装（功率耗散分别为 1W 和 0.7W），工作结温范围为 $-50 \sim 150^{\circ}\text{C}$ 。
- (2) 将连续传导模式（CCM）平均电流型控制 PFC 控制器和峰值电流模式 PWM 级电路集成在同一芯片上，设计新颖，结构紧凑。
- (3) PFC 与 PWM 级的栅极驱动连续电流为 400mA，栅极驱动脉冲源电流达 -2.5A ，阱（sink）电流达 3A。
- (4) PFC 控制器中的三输入高度线性化的乘法器和跨导（gm）电压误差放大器大大提高了电路的瞬变响应。
- (5) PWM 控制器的最大占空比可编程设定，并且开关频率 f_{PWM} 既可以与 f_{PFC} 相同，也可以选择为 $2f_{\text{PFC}}$ ，具体如表 2-6 所示。
- (6) 带可编程软启动和零功率检测、最大电流/功率限制和过电压保护（OVP）等功能。
- (7) PFC 级驱动器的最大占空比为 95.5%，PWM 级的最大占空比为 75.5%。
- (8) 为了减小 PFC 升压预调节器输出电容器上的纹波电流，PFC 和 PWM 级分别采用了脉冲前沿调制和后沿调制。

前沿/后沿调制（LEM/TEM）纹波电流与后沿/后沿（TEM/TEM）比较如图 2-60 所示。

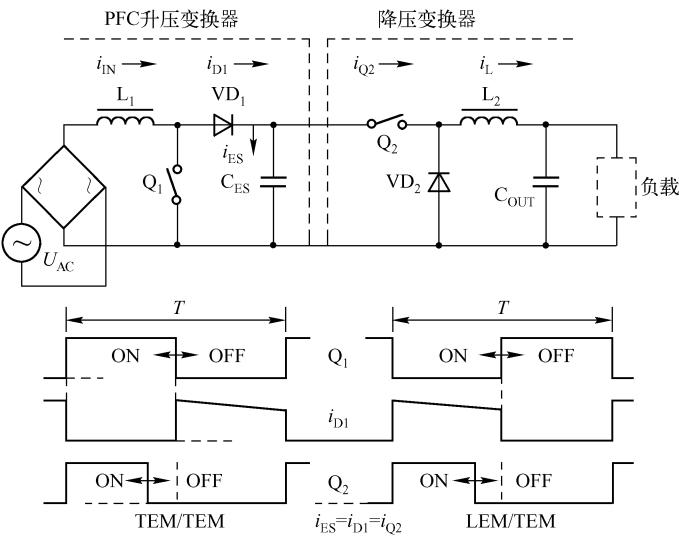


图 2-60 前沿/后沿调制（LEM/TEM）纹波电流与后沿/后沿（TEM/TEM）比较图

此外，UCC2851x 系列 PFC/PWM 组合 IC 还具有可编程软启动、PFC 输入电压前馈控制、峰值电流和功率限制、零功率检测和过电压保护等特征。

表 2-6 UCC28510 系列 IC 之间的主要不同点

PFC 欠电压锁定（UVLO） 导通门限/V	PWM 滞后电压/V	$f_{\text{PFC}} : f_{\text{PWM}}$	
		1:1	1:2
16	1.45	UCC28510	UCC28514
10.2	1.45	UCC28511	UCC28515
16	3.20	UCC28512	UCC28516
10.2	3.20	UCC28513	UCC28517



2.2.4 TDA16888 PFC 集成控制器

自 20 世纪 80 年代中期开始, 西门子公司推出了 TDA 系列的 PFC 控制器, 其具有代表性的产品有 ICTDA4814/TDA4815/TDA4816/TDA4817/TDA4818/TDA4819/TDA4862 等, 其中适合于在电子镇流器升压式 PFC 预调整器中用做控制器的产品有 TDA4814/TDA4816/TDA4817/TDA4862, 适用于 SMPS 的谐波滤波及功率因数校正的产品有 TDA4815/TDA4818/TDA4819。进入 20 世纪 90 年代后, 有源 PFC 控制器单片 IC 迅速发展, 品种规格已达近百个, 有源 PFC 升压变换器的输出功率可达 4.5kW。高性能 PFC 与 PWM 控制器 TDA16888 是西门子公司新推出的高集成度单片 IC, 为 PCs、CTVs、监视器和工业用新一代 SMPS, 并利用失效模式结果分析 (英文缩写为 FMEA) 规则设计而成。

1. 封装形式、内部结构及引脚功能

TDA16888 采用 P-DIP-20-5 和 P-DSO-20-1 封装, 其顶视图及引脚排列如图 2-61 所示。TDA16888 由 PFC 和 PWM 控制器两部分组成。

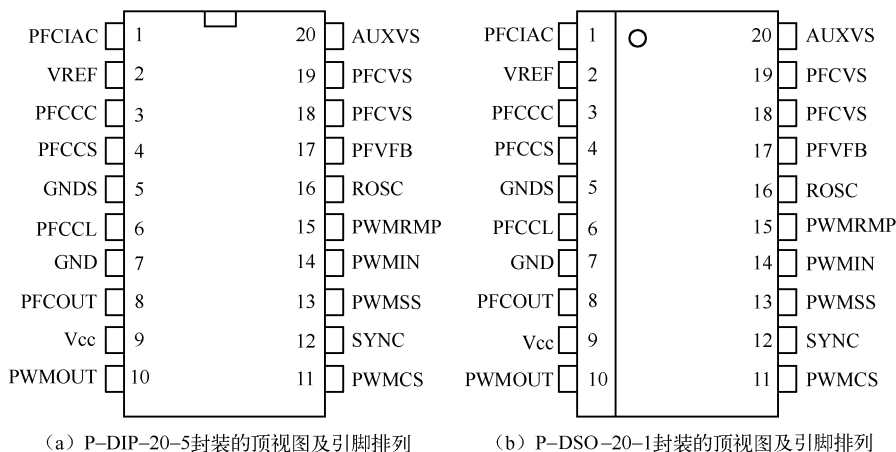


图 2-61 TDA16888 的顶视图及引脚排列图

PFC 控制器主要包含电压误差放大器 (OP_1)、乘法器、电流放大器 (OP_2)、比较器 ($C_1 \sim C_3$)、运算跨导放大器 ($OTA_1 \sim OTA_3$)、触发器 (FF_1) 和 PFC 输出驱动器等电路。

PWM 控制器主要包括振荡器 (与 PFC 共用)、比较器 ($C_4 \sim C_{10}$)、触发器 (FF_2) 和 PWM 图腾柱 (即推拉式) 栅极驱动器等单元电路。

此外, TDA16888 还内置 7.5V 的精密带隙基准、欠电压锁定 (UVLO) 和电源控制电路。如图 2-62 所示为 TDA16888 的内部结构方框图。TDA16888 的引脚功能如表 2-7 所示。

2. 主要特点

TDA16888 内的 PFC 控制器既可以组成升压式预调整器, 也可以组成回扫式拓扑, 在连续或断续方式下工作, 采用平均电流和电压检测双环控制及前沿触发宽度调制, 最大占空比为 94%。改进的电流型控制 PWM 电路可用做设计正向或回扫式变换器。为防止变压器饱和, 后沿触发的 PWM 最大占空比限制在 50%。PFC 和 PWM 控制器在内部保持同步, 在

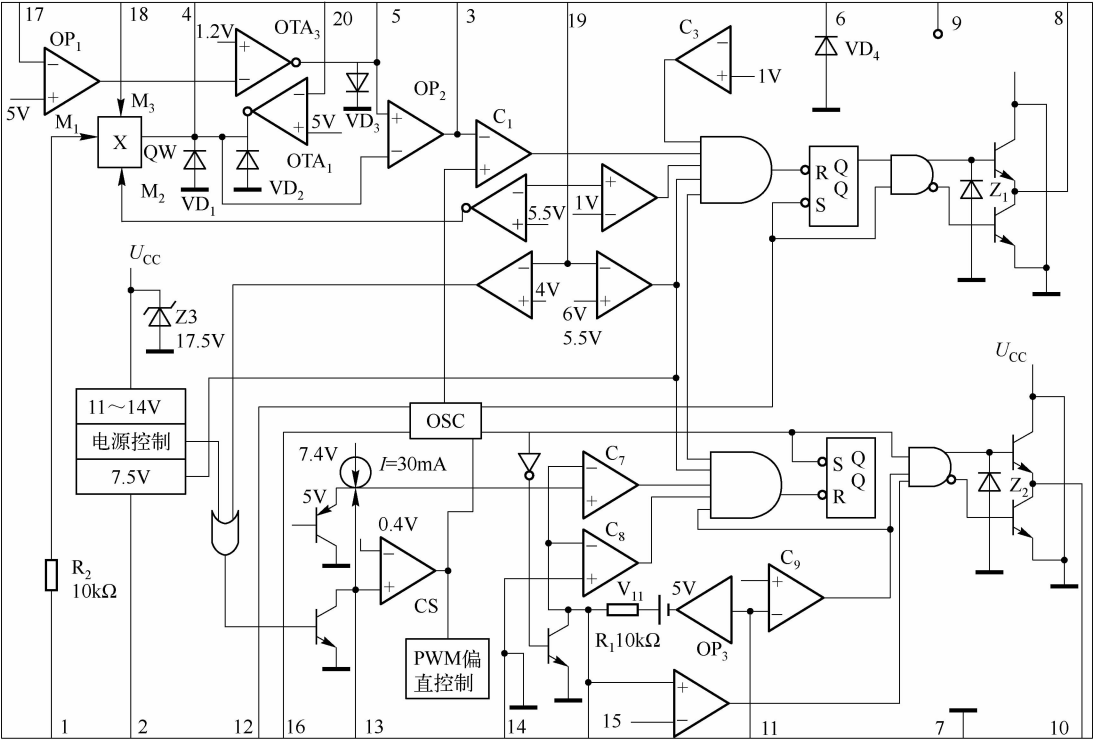


图 2-62 TDA16888 的内部结构方框图

表 2-7 TDA1688 的引脚功能

引 脚 号	符 号	功 能	引 脚 号	符 号	功 能
1	PFCAC	AC 线路电压传感器输入	11	PWMCS	PWM 电流传感
2	VREF	7.5V 的基准	12	SYNC	振荡器同步化输入
3	PFCCC	PFC 电流环路补偿	13	PWMSS	PWM 软启动
4	PFCCS	PFC 电流传感	14	PWMIN	PWM 输出电压传感输入
5	GNDS	电流传感输入地	15	PWMRMP	PWM 斜坡电压
6	PFCL	FPC 电流限制传感输入	16	ROSC	振荡器频率建立
7	GND	地	17	PFCFB	PFC 电压环路反馈
8	FPCOUT	PFC 驱动器输出	18	PFCVC	PFC 电压环路补偿
9	Vcc	电源电压	19	PFCVS	PFC 输出电压传感输入
10	PWMOUT	PWM 驱动器输出	20	AUXVS	辅助电源电压传感

相同的频率上工作，固定频率范围为 15 ~ 200kHz。PFC 与 PWM 控制器均采用快速软开关图腾柱栅极驱动（1A）。TDA16888 的启动电流典型值为 50 μ A，静态工作电流仅为 15mA，具有低待机功耗。TDA16888 的监视和保护特性主要包括 PFC 直流输出过电压和欠电压监测、峰值电流限制和 IC 电源欠电压闭锁等。

TDA16888 适用于世界各国的交流供电线路（输入电压为 90 ~ 270V），可用于设计高品质离线 SMPS，满足 IEC1000 - 3 - 2 关于 AC 输入电流的谐波限量要求，实现高于 0.99 的功率因数，并具有低成本、低损耗和高可靠等优点。此外，TDA16888 的 PFC 控制器还可用作辅助电源。



3. 工作原理概述

1) 电源

TDA16888 的 9 脚 (V_{cc}) 内部并联一个 17.5V 的齐纳二极管 Z_3 ，只要该脚上的电压达 17.5V 以上，IC 便被保护。在 IC 的任意脚上都有专门的防静电放电 (ESD) 电路，用做 ESD 保护。只要 V_{cc} 脚上的电压超过 14V 的门限，IC 便从待机状态进入工作模式。当电源电压降至 11V 的门限以下时，IC 便从工作模式进入待机状态。通过 TDA16888 的电源控制和 13 脚 (PWMSS) 的软启动特性，在电源电压进入稳态后，PWM 控制器通过内部的偏置控制被赋能运行。

2) 保护电路

TDA16888 的比较器 C_6 通过 19 脚 (PFCVS) 检测到过电压后，立即关闭 PFC 和 PWM 级的栅极驱动，履行过电压保护功能。运算跨导放大器 OTA_2 除了用于改进 PFC 预调整器的负载调整之外，也通过对 19 脚上的信号检测，实现对乘法器输出 QM 的适度控制和快速过电压保护。一旦 PFC 级的输出出现欠电压，且比较器 C_4 通过 19 脚检测到欠电压信号后，为了提升 PFC 级的输出电压，减小负载电流，PWM 控制器便将关断其栅极驱动器输出。欠电压关闭必须在 IC 欠电压自锁之前发生，也就是说，关闭 PWM 级的输出时，9 脚 (V_{cc}) 上的电压恰好在 11V 的欠电压自锁门限以上。如果在 19 脚上的电压由于某种原因降至 1V 以下，比较器 C_2 则被触发，8 脚上的 PFC 级的输出便立即关闭。TDA16888 的比较器 C_3 和 C_9 分别通过 6 脚 (PFCCL) 和 11 脚 (PWMCS) 检测 PFC 和 PWM 级的电流。只要 6 脚和 11 脚上的电压达到峰值电流限制门限，就会立即关断 8 脚 (PFCOUT) 或 10 脚 (PWMOUT) 的栅极驱动输出。此外，TDA16888 的每个引脚都具有抗 ESD 保护功能。

3) 振荡器同步化

TDA16888 的振荡器频率由一个连接于 16 脚 (RSOC) 与地之间的外接电阻设定。为保证有一个低电流消耗和对电磁干扰 (EMI) 有一个高阻抗，相应的电容被集成。PFC 和 PWM 级的时钟信号与 PFC 电压斜坡一样，通过内部的振荡器同步化。为确保时钟频率的精确度，时钟信号由三角波而不是锯齿波信号派生而来，并且提供一个占空比为 50% 的时钟参考信号。在馈送到 PFC 和 PWM 级之前，振荡器时钟信号的频率通过 D 寄存器 (D - Latch) 减半。PFC 斜坡信号由一个缓慢的下降沿和陡峭的上升沿组成。考虑到在 5 脚 (GNDS) 上的电流测量和 OP2 的 5 脚与 3 脚 (PFCCC) 之间的外部有补偿，因此 PFC 斜坡的极性先于其他波形反转。IC 的振荡器也可与施加到 12 脚 (SYNC) 上的外部时钟脉冲信号同步化。但由于振荡频率在进入 PFC 和 PWM 电路之前被二等分 (减半)，故同步频率宜为工作频率的 2 倍。只要同步信号处于高电平，振荡器的三角波信号则被阻断，并且其时钟信号是高电平。外部的时钟信号从高到低变化，振荡器就释放。施加到 12 脚 (SYNC) 上的一个外部时钟信号通过 16 脚 (ROSC) 上的外接电阻，可使振荡频率 f_{osc} 从 $0.66f_{osc} \sim 2f_{osc}$ 变化。为减小在低负载条件下的总电流消耗，13 脚 (PWMSS) 上的电压只要低于 0.4V (PWM 控制器禁耗功能)，振荡器频率便被平分。

4) PFC 控制器

TDA16888 中的 PFC 控制器带双环控制，其中内环控制由 OP_2 、 C_1 和 PFC 驱动器组成，利用连续或断续模式的平均电流控制，实现对 AC 输入电流波形的校正；外环控制主要由

OP₁、乘法器、OP₂、C₁、FF₁ 和 PFC 驱动器构成,控制 PFC 级的输出 DC 电压。此外,OTA₁、OP₂、C₁、FF₁ 和 PFC 驱动器组成第三个控制环路,在 PWM 控制器被禁能时,允许 PFC 电路作为其辅助电源工作。在此情况下,为减小总电流消耗,PFC 电路的工作频率应为正常工作频率的一半。为得到最小的 AC 输入电流(过零时)间隙,PFC 驱动输出信号的最大占空比为 94%。

5) PWM 控制器

与通常采用的前沿电流消隐比较,TDA16888 的 PWM 控制器采用了改进的电流型控制,包含有效的斜率补偿,以提高对尖峰脉冲噪声的抑制能力。该功能是通过 OP₃、电压源 V₁ (1.5V)、低通滤波元件 R₁ 及 15 脚(PWMRMP)上的外接电容来实现的。PWM 负载电流通过 11 脚(PWMCS)外部的并联电阻检测,并由 OP₃ 进行放大。当功率晶体管开通时,由于电容放电产生的超前尖峰将被一个低通滤波器所抑制。利用电压源 V₁ 与后随低通滤波器的结合,能产生一个带有超前陷波的阶跃斜坡,可完全补偿一个超前尖峰噪声。PWM 控制器根据 15 脚(PWMRMP)上的 PWM 斜坡电压和 14 脚(PWMIN)上的输入电压采用脉冲后沿调制。而 PFC 控制器的脉冲宽度调制采用前沿触发,这样可以避免 PFC 与 PWM 控制器之间的电磁干扰(EMI)。为阻止变压器饱和,PWM 的最大占空比必须限制到 50%。通过改进的电流方式控制,从最大负载到无载,可得到稳定的脉冲宽度调制。

6) TDA16888 的 PFC 特性

TDA16888 所具有的 PFC 特性如下:

- (1) 双环路控制(对平均电流和输出电压进行双比较);
- (2) 作为辅助电源的附加运用方式;
- (3) 快速软开关推拉式栅极驱动(1A);
- (4) 前沿脉冲宽度调制;
- (5) 峰值电流限定;
- (6) 过压保护。

7) TDA16888 的 PWM 特性

TDA16888 所具有的 PWM 特性如下:

- (1) 改进型电流模式控制;
- (2) 快速软开关推拉式栅极驱动(1A);
- (3) 软启动功能;
- (4) 后沿脉冲宽度调制;
- (5) 为防止变压器饱和,最大占空比限定在 50%。

2.2.5 ML4824 复合 PFC/PWM 控制器

1. ML4824 的内部结构及基本特征

ML4824 的内部结构框图如图 2-63 所示。ML4824 由平均电流控制的 Boost 型 PFC 前级和一个 PWM 后级组成,PWM 后级可以用做电流型或电压型控制的变换器。ML4824 分为 ML4824-1 和 ML4824-2 两种型号。ML4824-2 在图 2-63 的中间部分多了一个“×2”的环节,表示 ML4824-2 中 PWM 级的频率为 PFC 级的 2 倍,这样可以使得 PWM 级的磁芯元



件的体积和质量更小。

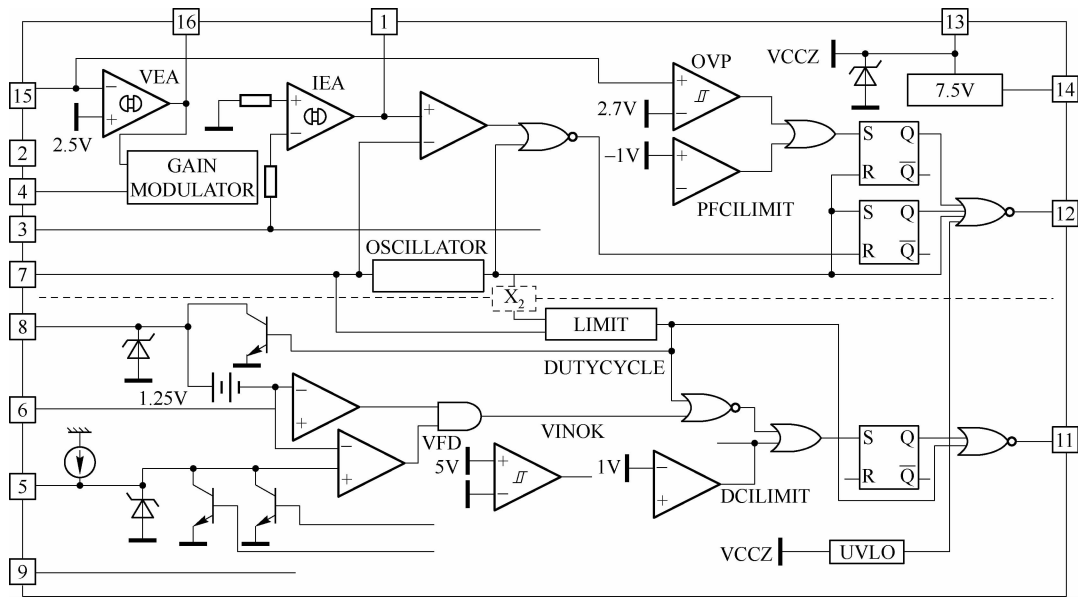


图 2-63 ML4824 的内部结构框图

2. ML4824 的各引脚功能

ML4824 的各引脚功能如表 2-8 所示。

表 2-8 ML4824 的各引脚功能

引脚号	符号	功能	引脚号	符号	功能
1	IEAO	PFC 级电流误差放大器输出端	9	DCILIMIT	PWM 级限流端
2	IAC	PFC 级输入电压波形采样端	10	GND	接地端
3	ISENSE	PFC 级输入电流采样端	11	PWMOUT	PWM 驱动信号输出端
4	VRMS	PFC 级输入电压幅值采样端	12	PFCOUT	PFC 驱动信号输出端
5	SS	PWM 软启动端	13	VCC	电源端
6	VDC	PWM 输出电压误差信号端	14	VREF	7.5V 参考电压基准端
7	RMP1	频率设定端	15	VFB	PFC 级输出电压采样端
8	RMP2	PWM 电流采样端	16	VEAO	PFC 级电流误差放大器输出端

ML4824 与其他 PFC 芯片相比，除了具有功率因数校正功能外，还有很多保护功能，如软启动、过压保护、峰值电流限制、欠压锁定、占空比限制等。ML4824 的优点主要体现在以下 3 个方面。

(1) 它是一种 PFC/PWM 复合芯片，只需要一个时钟信号、一套控制电路，就能控制两级电路，简化电源设计。

(2) PFC 和 PWM 级分别采用了上升沿和下降沿的控制方式，这样可以避免 PFC 与 PWM 控制器之间的电磁干扰（EMI），减小 PFC 输出电容的容量和 PFC 输出电压的纹波。

传统的 PWM 变换器一般采用下降沿触发或上升沿触发的控制方式。在 PFC/PWM 两级

控制中, ML4824 对触发方式进行了精心设计, 其前、后级分别采用了上升沿触发和下降沿触发方式。

如图 2-64 所示为 Boost + Buck 两级电路, 两级电路都工作在 CCM 状态。当两级均采用下降沿模式的控制方式时, 前级电路的输出电压纹波可以表示为

$$U_{\text{Ripple}} = I_{2\text{MAX}} \times \text{ESR} + \frac{0.433 \times I_{2\text{MAX}}}{C_1 \times f_{\text{PFC}}} \quad (2-52)$$

式中,

$$I_{2\text{MAX}} = \frac{\text{平均输入功率} \times \sqrt{2}}{\text{效率} \times U_{\text{INRMS}}} \quad (2-53)$$

当两级电路分别采用上升沿触发和下降沿触发方式, 即在前、后级功率管互补开关时, 前级的输出电压纹波为

$$U_{\text{Ripple}} = (I_{2\text{MAX}} - I_3) \times \text{ESR} + \frac{0.433 \times (I_{2\text{MAX}} - I_3)}{C_1 \times f_{\text{PFC}}} \quad (2-54)$$

从式 (2-52) 和式 (2-54) 可知, 两级电路分别采用上升沿触发和下降沿触发方式, 将使前级的输出电压纹波大大减小。这表明: 在纹波相同的情况下, 该方式所需的输出滤波电容的容量可以大大降低, 而且电容的发热问题也得以改善, 在成本、效率和体积上都有优势。

(3) ML4824 补偿网络的独特设计实现了前、后级的解耦, 显著地提高了 PFC 误差放大器的带宽。对于前级 PFC 电路而言, 后级 PWM 级电路为恒功率负载特性。随着输入电压的升高, 对应的输入电流下降, 即其输入电阻为负阻特性。为了不影响系统的稳定性, 必须采用合适的补偿网络来实现前、后级的解耦。PFC 级的工作原理示意图如图 2-65 所示。

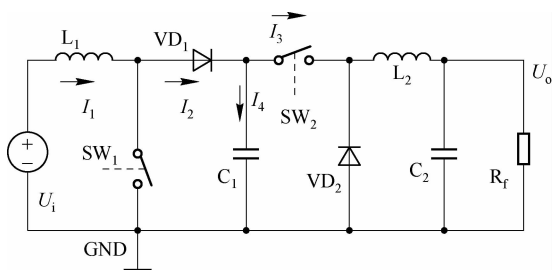


图 2-64 Boost + Buck 两级电路

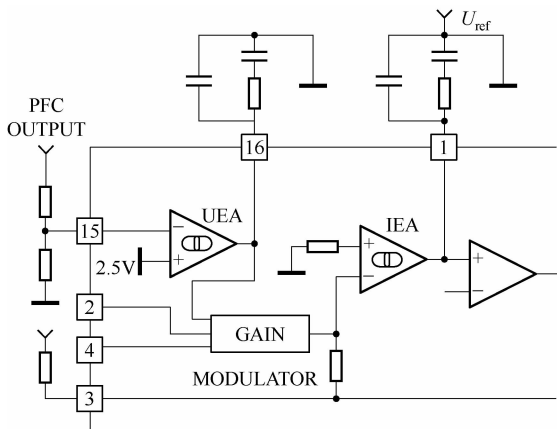


图 2-65 PFC 级的工作原理示意图

ML4824 的补偿网络与一般的补偿网络不同, 在该补偿网络中, 电流环补偿网络的一端连接到芯片的基准电压上, 当基准电压从零逐渐增大时, 在 IEAO (1 脚) 上产生一个压差, 从而防止 PFC 电路在瞬间以最大占空比工作, 起到 PFC 软启动的作用。电压环补偿网络的一端直接接地。

ML4824 的电压误差放大器有非线性特性。当系统处于稳定状态时, 误差放大器的跨导保持一个很小的值; 当母线电压上有很大大干扰或负载变化时, 误差放大器的输入端 VFB 将



偏离 2.5V，使得误差放大器的跨导显著提高。这一特性大大提高了电压环的带宽，提高了电压环的响应速度。

2.2.6 FA5331P(M)/FA5332P(M) PFC 集成控制器

FA5331P(M)/FA5332P(M) PFC 集成控制器是双极型单片 IC，可提供实现 PFC 的一切所必需的功能。FA5332P(M) 与 FA5331P(M) 比较，在轻负载特性方面有重大改进，属于第二代 PFC 控制器。在外形封装上，两者只是尺寸上略有差异，个别参数略有不同而已。

1. 内部结构及引脚功能

FA5331P(M)/FA5332P(M) 采用 16 脚 SOP 和 DIP 封装，其内部结构框图如图 2-66 所示。从图 2-66 可知，FA5331P(M)/FA5332P(M) 的内部电路主要包括电压误差放大器 (ERAMP)、乘法器 (MUL)、电流放大器 (CURRAMP)、脉宽调制比较器 (PWMCOMP)、振荡器 (OSC)、精密基准电压源 (VREF)、电源偏置电路、控制逻辑及驱动输出级电路等；其保护电路主要包括过电压保护 (OVP)、过电流保护 (OCP)、软启动和欠电压锁定 (UVLO) 等。FA5331P(M)/FA5332P(M) 的各引脚功能如表 2-9 所示。

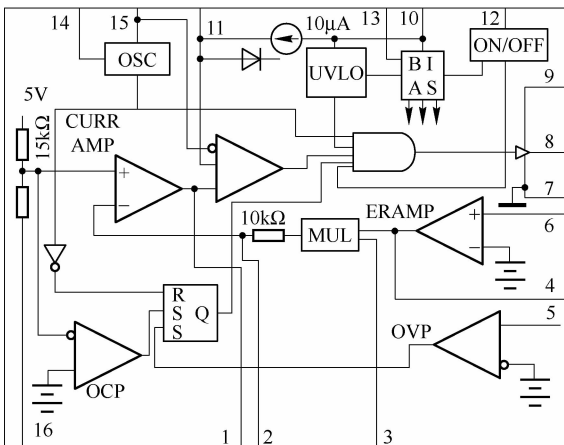


图 2-66 FA5331P(M)/FA5332P(M) 的内部结构框图

表 2-9 FA5331P(M)/FA5332P(M) 的引脚功能

引脚号	符号	功能描述	引脚号	符号	功能描述
1	IFB	电流误差放大器输出端	9	VC	输出电路电源电压端
2	IIN -	误差放大器反相输入端	10	VCC	IC 电源电压端
3	VDET	乘法器输入端	11	CS	软启动端
4	OVP	过电压保护输入端	12	ON/OFF	输出开/关控制输入端
5	VFB	电压误差放大器输出端	13	REF	参考电压端
6	VIN -	电压误差放大器反相输入端	14	SYNC	振荡器同步输入端
7	GND	接地端	15	CT	振荡器定时电容和电阻端
8	OUT	输出端	16	IDET	电流误差放大器同相输入端

2. 主要功能与特征

FA5331P(M)/FA5332P(M)是一种平均电流型控制 PFC 双极型单片 IC, 其待机电流仅约为 $90\mu\text{A}$, 工作电流约为 10mA , 驱动输出电流达 $\pm 1.5\text{A}$ 。IC 内置 $\pm 2\%$ 的 5V 精密基准电压源, 具有欠电压故障预防、逐周过电流和过电压限制功能。FA5331P(M)/FA5332P(M)与其他电路可实现同步工作, 通过外部信号还可以实现输出开/关功能。FA5331P(M)/FA5332P(M)的功能原理及应用与其他同类 IC 比较, 具有明显的改进特性。FA5331P(M)/FA5332P(M)能确保系统稳定工作, 产生非常小的 AC 输入电流波形失真, 线路功率因数至少达 0.99。

3. 推荐工作条件

利用 FA5331P(M)/FA5332P(M)设计 PFC 预调整器控制器时, 必须按照表 2-10 列出的推荐工作条件进行设计, 以确保 IC 正常工作。同时, IC 有关引脚的输入电压 U_{SYNC} 、 $U_{\text{ON/OFF}}$ 、 U_{VIN} 、 U_{VDET} 和 U_{OVP} 的范围不可超过 $-0.3 \sim +5.3\text{V}$, 工作温度不能超过 $-30 \sim +85^\circ\text{C}$ 。

表 2-10 FA5331P(M)/FA5332P(M) 的推荐工作条件

参数名称	符 号	FA5331P (M)		PA5332P (M)		单 位
		最小值	最大值	最大值	最小值	
电源电压	$U_{\text{VCC}}, U_{\text{VC}}$	10	28	10	28	V
IDET 脚输入电压	U_{IEDT}	-1.0	0	-1.0	0	V
VDET 脚输入电压	U_{VDET}	0	2.0	0	2.4	V
VDET 脚峰值输入电压	U_{PVDET}	0.165	2.0	0.65	2.4	V
振荡器定时电容	C_{T}	—	—	330	100	PF
振荡器定时电阻	R_{T}	—	—	10	75	Ω
振荡频率	f_{OSC}	10	220	15	150	kHz
连接 IDET 脚的噪声滤波器电阻	R_{n}	0	100	0	27	Ω

4. 功能原理

1) 振荡器

振荡器的外接元件如图 2-67 (a) 所示。振荡器频率由 C_{T} 和 R_{T} 的数值决定。 C_{T} 上的锯齿波电压在 $0.15 \sim 3.55\text{V}$ 之间。14 脚上的同步信号输入经过 RC 电路。 VD_1 为钳位二极管。14 脚的同步信号输入门限在 1V 以上。自由振荡 (free-running) 频率约低于同步信号频率的 10%。

2) 电压误差放大器与过电压限制电路

电压误差放大器形成电压反馈环路, 以保持 PFC 预变换器输出 DC 电压 U_o 的稳定。如图 2-67 (b) 所示的电路给出了所必需的外接元件。

3) 电流误差放大器和过电流限制电路

电流误差放大器 (A_2) 构成电流环路, 使输入电路电流变成正弦波。乘法器的输出通

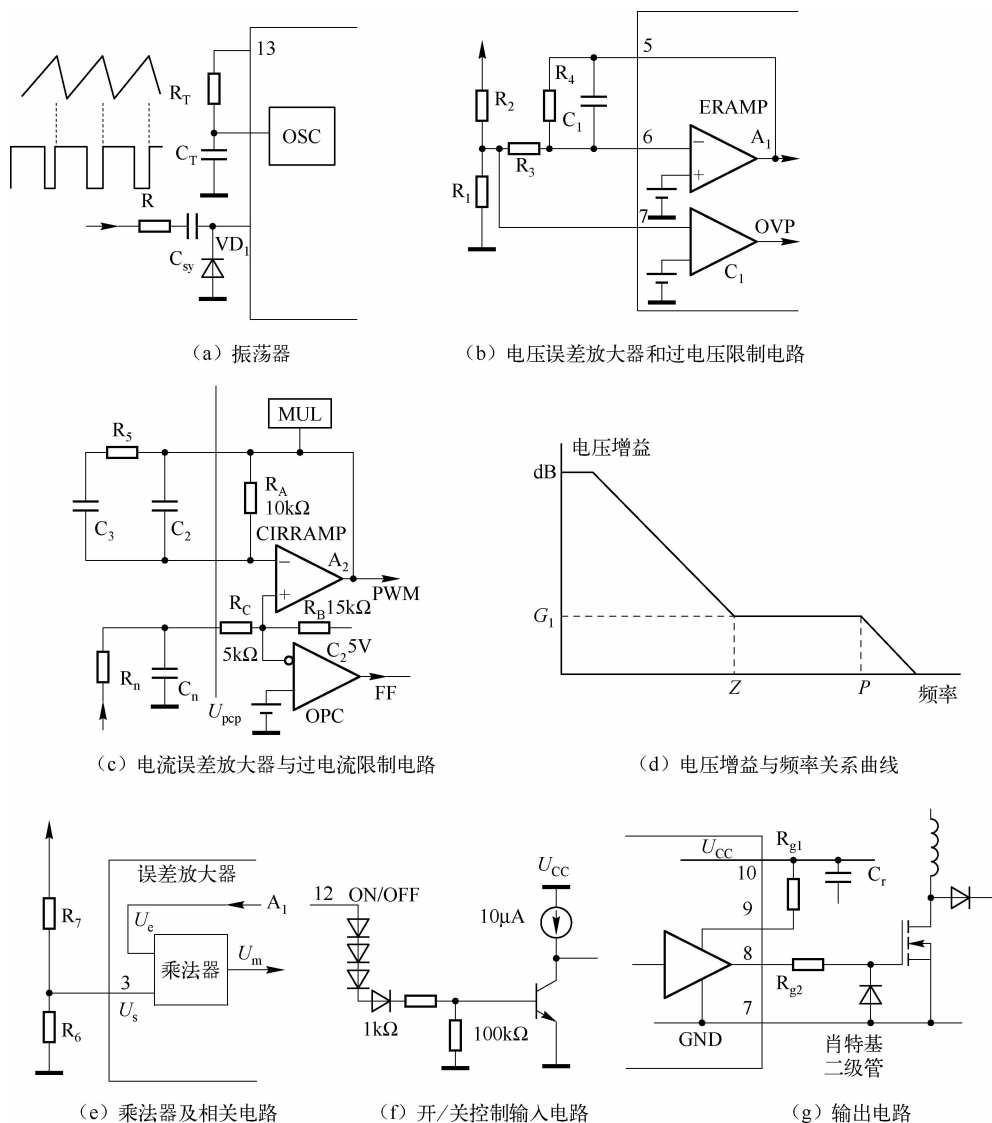


图 2-67 FA5331P(M)/FA5332P(M) 的外接元件图

过电阻 R_A 连接到 2 脚上，以输入参考电流信号。16 脚是电流检测输入端，16 脚上的电压范围为 0（地电位） $\sim -1.0V$ 。横跨 1 脚和 2 脚连接有相位校正电阻 R_5 和电容 C_3 与 C_2 。图 2-67 (c) 给出了 A_2 与过电流保护 (OCP) 比较器 (C_2) 的外接元件。所期望的电压增益与频率关系曲线如图 2-67 (d) 所示。

4) PWM 比较器

当振荡器输出 (U_a) 小于电流误差放大器 (A_2) 的输出 (U_c) 时，PWM 比较器输出高电平，并在 IC 的 8 脚上产生一个输出开通信号。IC 内的一个 $10\mu A$ 的恒流源对 11 脚上的外接电容充电，用于软启动。

5) 乘法器

图 2-67 (e) 给出了乘法器及相关电路。在 3 脚上输入经全波整流的正弦信号电压，

通过乘法器可以产生一个参考电流信号。对于 FA5331P(M) 和 FA5332P(M)，在 3 脚上的峰值电压范围分别为 0.65 ~ 2V 和 0.65 ~ 2.4V。

6) 开/关控制输入电路

如图 2-67 (f) 所示为 IC 的开/关控制输入电路。如果 12 脚为高电平 (赋能)，IC 的 8 脚则输出脉冲；若 12 脚置于低电平 (禁能)，IC 内部的偏置电源 (基准电压) 便被切断，IC 电流的消耗仅为开通状态的十分之一左右，11 脚的输出电平也变低。

7) 输出电路

FA5331P(M)/FA5332P(M) 的输出电路如图 2-67 (g) 所示。IC 驱动输出级电路电源通过 9 脚 (VC) 提供，独立于 IC 电源 U_{CC} 。在开通和关断两种情况下的栅极总电阻由式 (2-55)、式 (2-56) 决定：

$$R_{g(on)} = R_{g1} + R_{g2} \quad (2-55)$$

$$R_{g(off)} = R_{g2} \quad (2-56)$$

在待机状态，8 脚输出低电平。如果功率 MOSFET 的漏极电位出现波动，栅 - 漏极电容便可以驱动 IC 输出。一旦 8 脚上的电压达到 -0.6V，电流就会流入 IC，并且在输出晶体管开通时，将有一个大的异常电流流进输出电路。为阻止上述情况发生，在 MOSFET 栅 - 源极之间应连接一只肖特基二极管。

2.2.7 NCP1650 PFC 集成控制器

NCP1650 是美国 Onsemi 公司推出的功率因数校正集成电路专利产品，可对 85 ~ 265V、50Hz 或 60Hz 交流电源系统的功率因数进行自动校正，大大提高电能利用率，达到节能目的。NCP1650 采用固定频率、平均电流型控制脉宽调制器，可广泛用于服务器等设备的交流电源系统中，并可作为分布式电源系统的前端校正器，构成 1kW 以下的功率因数校正器，且功率因数可达 0.95 ~ 0.99。

1. NCP1650 型 PFC 控制器的性能特点

NCP1650 型 PFC 控制器采用基于固定频率的平均电流型控制脉宽调制器，能精确地设定输入功率和输出电流的极限值，适合构成从 100W ~ 1kW 的功率因数补偿器。其交流输入电压范围是 85 ~ 265V，适用于 50Hz 或 60Hz 电网频率。PFC 的直流输出电压被设定为 400V (额定值)，能满足 $U_o > U_{max}$ 的条件。

NCP1650 被设计成“真功率 (True Power)”限制电路。所谓真功率，是指电源系统在交流电的一个周期内所消耗的平均功率。NCP1650 即使工作在恒功率模式，也能保持很高的功率因数。

NCP1650 内部使用了功率乘法器和基准乘法器。与传统的线性模拟乘法器相比，它能显著提高运算精度。利用锯齿波补偿电路和平均电流补偿电路，它可对电源端及负载进行快速补偿。

NCP1650 内由 3 个误差放大器 (直流误差放大器、交流误差放大器、功率误差放大器)，1 个电流检测放大器，3 个比较器 (PWM 比较器、掉电比较器、过冲比较器)，2 个缓冲器 (基准电压缓冲放大器、交流基准缓冲器) 及 2 个乘法器构成。

3 个误差放大器均属于跨导式放大器，其增益就等于跨导 (g_m) 与阻抗负载 (R_L) 的



乘积。NCP1650 具有完善的保护功能，包括电源欠压保护、掉电保护、输出电压过冲保护、最大输入功率限制、输入电流及瞬态电流限制、软启动电路。一旦发生过压过载故障，它能确保电源和设备不受损坏。

2. NCP1650 的引脚功能

NCP1650 采用了 SO - 16 封装，其内部框图如图 2-68 所示。NCP1650 的引脚功能如表 2-11 所示。

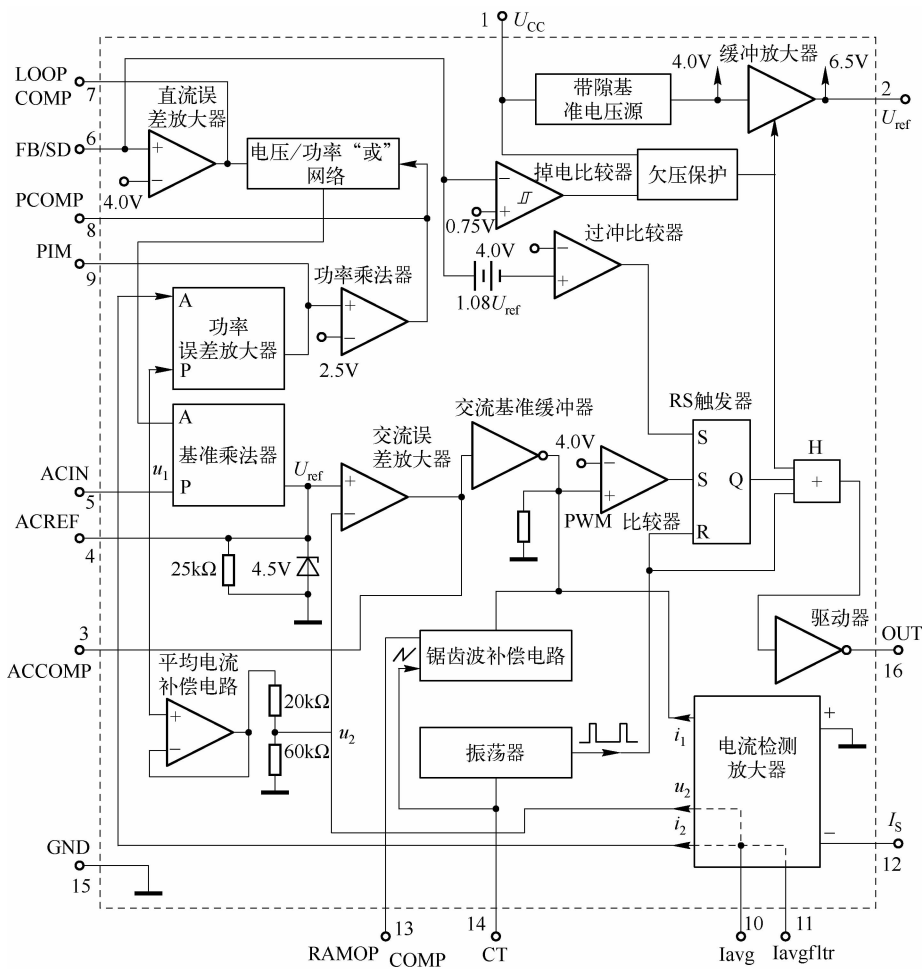


图 2-68 NCP1650 的内部框图

表 2-11 NCP1650 的引脚功能

引脚符号	功 能
UCC、GND	UCC、GND 分别为工作电源端和公共地，其中 UCC 为电源地，UCC 的极限值为 18V，典型值为 14V，当 $UCC \leq 10.5V$ 时进行欠压保护；GND 为 IC 的公共地
UREF	UREF 端为 6.5V 直流基准电压引出端，为使基准电压稳定，该端对地需接一个 $0.1\mu F$ 的消噪电容
ACCOMP	ACCOMP 端为交流补偿端，外接阻容元件对交流误差放大器进行频率补偿

续表

引脚符号	功 能
ACREF	ACREF 端为交流误差放大器的参考电压引出端，外接一个滤波电容；交流误差放大器属于跨导放大器，应接高阻抗负载
ACIN	ACIN 端为交流输入端，整流后的全波整流电压经电阻分压器接至此端
FB/SD(Feedback/Shutdown)	FB/SD 端为反馈/掉电端，直流输出电压通过电阻分压器为该端提供 4.0V（典型值）的反馈电压， U_{FB} 还被引到掉电比较器的反相输入端，当 $U_{FB} \leq 0.75V$ 时，就进行掉电保护，禁止芯片输出
LOOPCOMP	LOOPCOMP 端为电压控制环的补偿端，外接 RC 串联网络，对直流误差放大器进行频率补偿
PCOMP	PCOMP 端为功率控制环的补偿端，外接 RC 并联网络，对功率误差放大器进行频率补偿
PIM	PIM 端为最大输入功率设定端，利用外部电阻可设定最大输入功率值
Iavg	Iavg 端为最大平均电流设定端，外接一个低温系数系的金属膜电阻，可设定最大平均值电流和电流检测放大器的增益
Iavgfltr	Iavgfltr 端为外接滤波电容，可滤除瞬态电流波形中的高频成分，获得线电流的平均值
IS -	IS - 端为负极性的电流检测输入端，外接线电流检测电阻 RS
RAMPCOMP	RAMPCOMP 端为锯齿波补偿端，也称斜坡（RAMP）补偿端
CT	CT 端为外接定时电容端
OUT	OUT 端为输出端，可直接驱动 MOSFET 或 IGBT，也可通过外部驱动管来驱动更大功率的 MOSFET

3. NCP1650 的内部构成

NCP1650 的内部主要包括以下部分：带隙基准电压源及缓冲放大器、振荡器及锯齿波补偿电路、基准乘法器与功率乘法器、误差放大器、电压/功率“或”网络、平均电流补偿电路、电流检测放大器、脉宽调制器及逻辑电路、驱动器和保护电路（含输出电压过冲保护、欠压保护、掉电保护、线电流及瞬态电流限制电路、最大输入功率限制电路和软启动电路）等。

4. PFC 控制环基本电路的工作原理

PFC 控制环的基本电路如图 2-69 所示。 U_L 为桥式整流后的电压，称之为线电压。因输入滤波电容 C_1 的容量很小，故 U_L 为全波整流电压。 U_L 经分压后得到 u_1 ，加至 ACIN 端。该控制环路有 3 种输入信号，分别为从 ACIN 端输入的全波整流电压 u_1 ，从 FB/SD 端输入的直流反馈电压 u_{FB} ，从 IS - 端输入的线电流信号 i_{IN} 。PFC 控制环的基本原理是由交流误差放大器根据交流输入电压与交流输入电流的参数来控制电源开关，将输入电流变成高质量的正弦波，从而使功率因数接近于 1。

基准乘法器的一个输入端接 u_1 ，另一端接直流误差电压 u_r ，再利用 u_r 去调节 u_1 ，使基准乘法器输出的交流基准电压（ u_{ref} ）为不失真的全波整流波形。交流误差放大器的同相输入端接 u_{ref} ，电流检测放大器输出的高频电流信号 i_2 则送至反相输入端，有关系式 $i_2 = ki_{IN}$ 。与此同时， u_1 还通过平均电流补偿电路输出电压 u_2 ，也加到交流误差放大器的反相输入端。该放大器输出的交流误差电压为 u_r 。 u_{ref} 与 u_2 、 i_{IN} 的关系式为

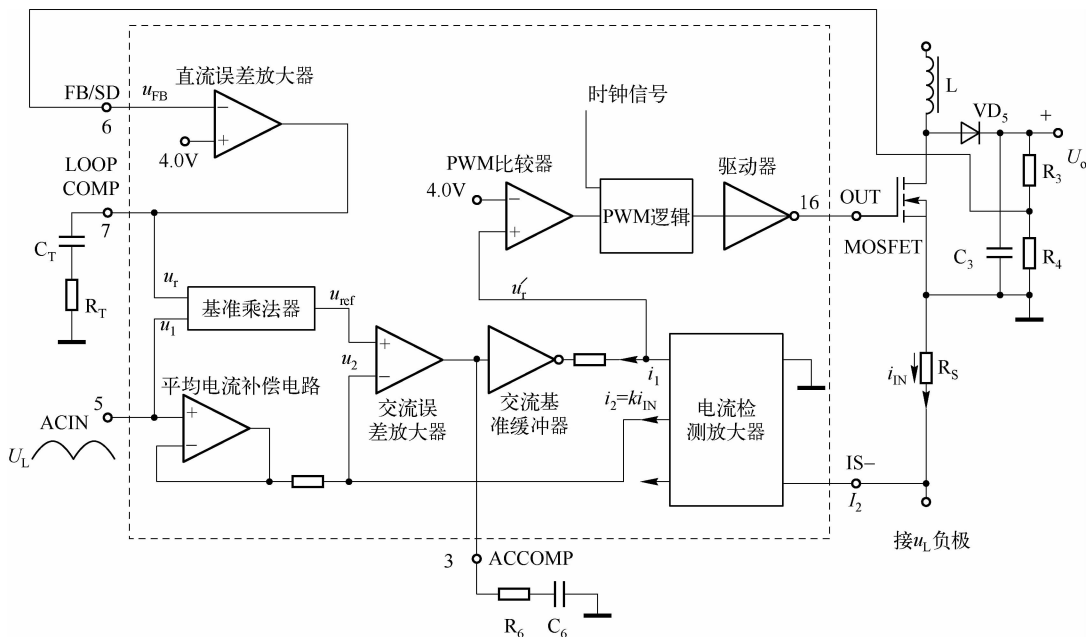


图 2-69 PFC 控制环的基本电路

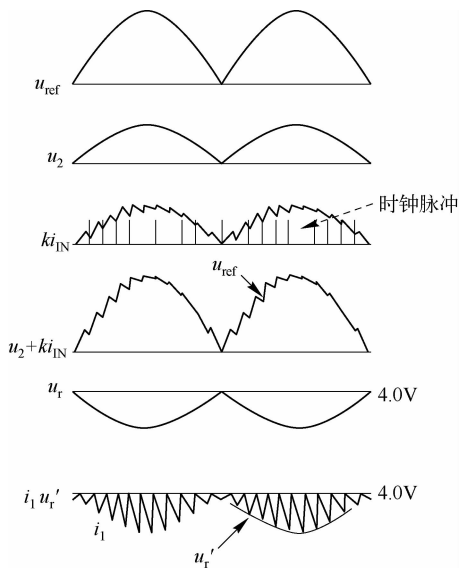


图 2-70 PFC 电路中的工作波形

$$u_{\text{ref}} = u_2 + ki_{\text{IN}} \quad (2-57)$$

式中, $u_2 = 0.75u_1$; 比例系数 $k = 8.0$ 。

PFC 电路中的工作波形如图 2-70 所示, 图中的 4.0V 为内部基准电压; u_r' 为叠加上高频电流 i_1 以后的交流误差电压, 该电压作为 PWM 比较器的输入信号。从图中可以看出 ki_{IN} 在每个时钟周期内的变化情况。在 u_r' 的波形中, 电流信号 i_1 已完全能够跟随 u_r' 的变化, 从而实现了功率因数校正的目的。

PWM 比较器将 u_r' 与 4.0V 基准电压进行比较, 再利用两者的差值去控制 MOSFET 的关断时刻。当时钟信号来到时, MOSFET 开通, 直到 u_r' 的瞬时值达到 4.0V 时才关断。

5. 振荡器及锯齿波补偿电路

该振荡器能产生两路信号, 其中一路为锯齿波信号, 作为开关频率信号; 另一路为时钟脉冲, 作为 RS 触发器的复位信号。锯齿波频率和时钟频率的典型值均为 100kHz。振荡频率与定时电容的定性关系为

$$f = 47000/C_T \quad (2-58)$$

式中, C_T 的单位是 pF; f 的单位是 kHz。通常取 $C_T = 470\text{pF}$, 使 $f = 100\text{kHz}$ 。

6. 乘法器

与传统的线性模拟乘法器不同, NCP1650 使用的是基准乘法器和功率乘法器, 这两种

新型乘法器能大大提高运算精度,使输出信号的误差极小。乘法器的简化电路如图 2-71 所示。每个乘法器都有两个输入端、一个输出端。其中, A 输入端接一个电压/电流 (U/I) 变换器,可将 U_A 信号转换成电流信号 I_A 。P 输入端接 PWM 比较器的同相输入端。乘法器的增益则由 U/I 变换器的电压/电流比率、电阻 R 、锯齿波的峰值电压与谷值电压所决定。当锯齿波达到峰值时,在 R 上就获得输出电压,该电压与 U_A 、 U_P 的乘积成正比。RC 滤波器的极点频率应高于 2 倍的电网频率,对 50Hz 交流电而言,就应高于 100Hz,但不得超过 100kHz。功率乘法器中设有 U/I 变换器。电流检测放大器的输出电流直接加到 A 输入端。功率乘法器的增益受外部电阻 R_3 、 R_8 的控制。

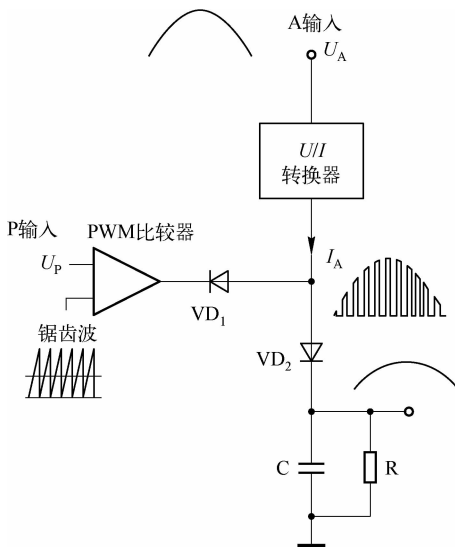


图 2-71 乘法器的简化电路

7. 脉宽调制及输出级

脉宽调制及输出级包括 PWM 比较器、RS 触发器、或门 H 和驱动器。RS 触发器有两个置位端 (S)、一个复位端 (R)。当时钟信号的下降沿来到时, MOSFET 开始导通, 此时交流误差放大器的输出电压、锯齿波补偿电压和外部电感器上的瞬态感应电流叠加成一个复杂的波形 U_{Σ} , 再与 PWM 比较器的 4.0V 参考电压进行比较。当 $U_{\Sigma} > 4.0V$ 时, PWM 比较器就输出高电平, 将 MOSFET 关断, 直到下一个时钟脉冲来到时为止。但欠压保护信号和过冲保护信号具有优先权, 它们可强迫输出级关断。驱动器由互补型 MOS 场效应管所组成。

8. 保护电路

保护电路包括输出电压过冲保护电路、欠压保护电路、掉电保护电路、最大输入功率限制电路、瞬态电流限制电路、线电流限制电路、软启动电路。

2.2.8 HA16141 PFC/PWM 集成控制器

日立公司推出的集 PFC 与 PWM 控制器于一体的 HA16141 型单片 IC 的 PFC 采用平均电流型 PWM, 而脱机电源控制电路则采用峰值电流型 PWM, 该 IC 通过外部控制信号可使 PFC 电路开通或截止。同时, 利用其开/关功能还可使 PFC 在低 AC 电压下阻断, 或通过来自

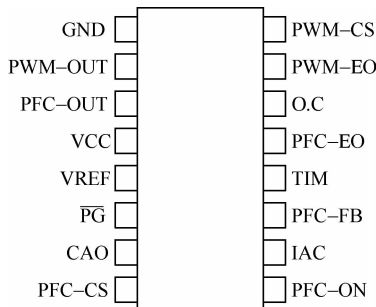


图 2-72 HA16141 的引脚排列图

自变压器次级的信号实现远距离控制。其 PFC 升压变换器的输出电压不仅被馈送到误差放大器, 同时还馈送到升压电压监视电路。随着 IC 欠电压封锁 (UVLO) 的释放, PWM 控制器可在同一时间内开始工作。

1. 内部结构及引脚功能

HA16141 采用 DIP-16 和 FP-16DA 封装, 其引脚排列如图 2-72 所示。HA16141PFC/PWM 集成控制器包含乘法器、增益选择器、平均电流放大器 (C_{AMP})、PFC



输出电压反馈误差放大器（E/A）、电流限制放大器（ C_{LIMIT} ）、过电流检测器及定时器、100kHz 振荡器、监控器/电源电路、开关（on/off）控制逻辑及输出驱动器。

HA16141 的 PWM 控制器主要由 200kHz 振荡器、PWM 控制误差放大器（E/A）、过电流限制比较器（OCLCP）、PWM 电流比较器（PWMCP）、控制逻辑电路及输出驱动器等组成。如图 2-73 所示为 HA16141 的内部结构框图。如表 2-12 所示为 HA16141 的引脚功能。

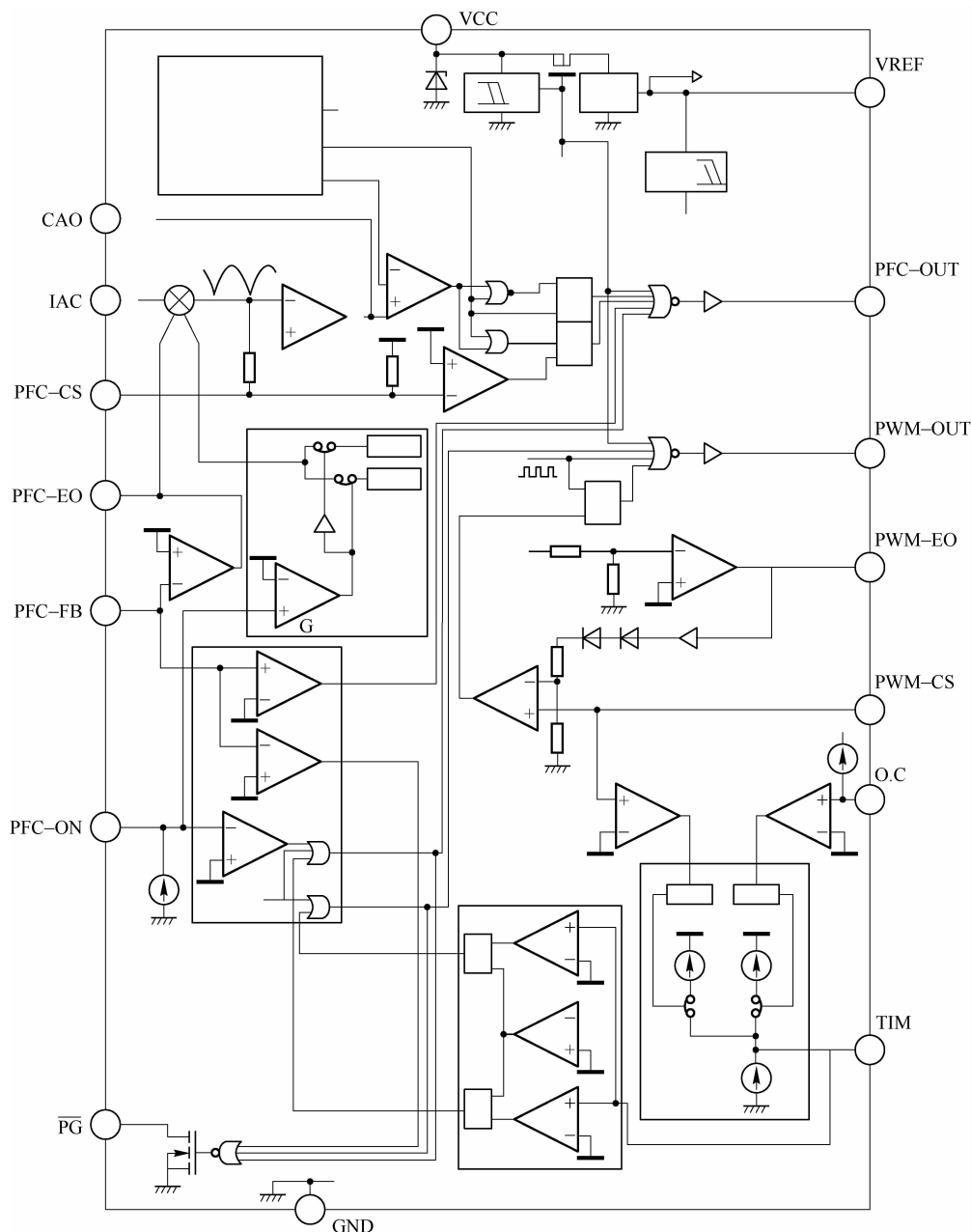


图 2-73 HA16141 的内部结构框图

表 2-12 HA16141 的引脚功能

引脚号	符号	功能	引脚号	符号	功能
1	GND	接地端	9	PFC - ON	PFC 功能开/关信号输入端
2	PWM - OUT	PWM 功率 MOSFET 驱动器输出端	10	IAC	乘法器参考电流输入端
3	PFC - OUT	PFC 功率 MOSFET 驱动器输出端	11	PFC - FB	PFC 控制误差放大器输入端
4	VCC	电源电压端	12	TIM	过电流定时器时间设定端
5	VREF	5V 参考电压端	13	PFC - EO	PFC 控制误差放大器输出端
6	$\overline{\text{PG}}$	电源好信号输出端	14	O. C	过电流检测器信号输入
7	CAO	平均电流控制误差放大器输出端	15	PWM - EO	PWM 控制误差放大器输出端
8	PFC - CS	PFC 控制电流传感信号输入端	16	PWM - CS	PWM 控制电流检测信号输入端

2. 主要电气特性及工作原理

1) 主要电气特性

HA16141 的主要电气特性有以下一些。

- (1) HA16141 的电源电压 (U_{CC}) 最大值为 20V。
- (2) 启动门限电压为 $13 \pm 0.8\text{V}$ ，启动电流典型值是 $200\mu\text{A}$ 。
- (3) UVLO 的关闭门限电压为 $10 \pm 0.6\text{V}$ (UVLO 滞后 $3 \pm 0.4\text{V}$)。
- (4) 正常工作电流为 $4 \sim 9\text{mA}$ (典型值为 7mA)。
- (5) 参考电压 (U_{REF}) 为 $5 \pm 0.1\text{V}$ 。
- (6) PWM 振荡器频率 f_{PWM} 为 200kHz ，PFC 振荡器频率 f_{PFC} 为 100kHz 。
- (7) PFC 输出的最大占空比为 95% (典型值)，峰值驱动电流为 $\pm 1.5\text{A}$ 。
- (8) PWM 输出的最大占空比为 80% (典型值)，峰值驱动电流为 $\pm 1\text{A}$ 。
- (9) PFC - ON 脚的导通电压为 $1.5 \pm 0.2\text{V}$ ，截止电压是 $1.2 \pm 0.2\text{V}$ 。
- (10) O. C 脚的门限电压为 $0.3 \pm 0.03\text{V}$ 。
- (11) PWM - CS 脚的门限电压是 $1 \pm 0.1\text{V}$ 。
- (12) IAC 脚的电压是 $1 \pm 0.3\text{V}$ ($I_{\text{AC}} = 100\mu\text{A}$)。
- (13) VREF 脚的最大电流为 -20mA 。
- (14) $\overline{\text{PG}}$ 脚的最大电流是 15mA 。
- (15) 芯片的最高结温是 150°C 。
- (16) 工作温度范围为 $-20 \sim 150^\circ\text{C}$ 。
- (17) 最大耗散功率为 1W 。

2) 工作原理

当 HA16141 的 VCC 脚上施加的电压达到 13V 时，芯片被启动。芯片在 14V 的电源电压下可以正常工作。而一旦 VCC 脚的电压降至 10V 以下，芯片将截止。当芯片启动之后，内部振荡器开始振荡，PFC - OUT 和 PWM - OUT 的输出驱动信号可分别驱动外部的 MOSFET 开关。

当 PFC - ON 脚的电压达到 1.5V 以上时，PFC - OUT 将产生输出驱动信号；而当 PFC - ON 脚的电压降至 1.2V 以下且 $\overline{\text{PG}}$ 信号为高时，PFC 脉冲停止。有时虽然 PFC - ON 脚的



电压超过了 1.5V，但当 PFC - FB 脚的电压从 2.75V 降至 2.6V 时，PFC - OUT 脉冲也会截止，因为这样可以阻止 PFC 升压电压的过调节。

当 PFC 升压变换器的直流输出电压达到 418V 以上时，PFC - FB 脚的电压可达到 2.75V，此时 PFC - OUT 将截止。而一旦反馈电压降至 2.6V，PFC - OUT 脉冲将再次产生，并将升压直流电压调整到 380V。在 PFC 升压电压从 356V 增加到 418V 时，反馈电压（PFC - FB）将由 2.34V 增加到 2.75V 以上，随后，随着 PFC 升压电压回落到 395V，其反馈电压也将降至 2.6V，直到 PFC 级的电压降到 259V，PFC - FB 电压也将降低到 1.7V。这段时间，也就是 $\overline{\text{PG}}$ 电源的周期时间。

由于 HA16141 的过电流检测输入端 O.C 的门限电压是 0.3V，所以一旦 O.C 脚的电压达到 0.3V 时，TIM 脚外部的积分电容器将开始充电。而当 TIM 脚上的电压达到 2.5V 时，PFC 电路停止。当 PWM - CS 脚上的电压达到 1V 的导通门限时，TIM 脚上的积分输出电压将开始增加。当 TIM 脚的电压升至 2.5V 和 4V 时，PFC 和 PWM 电路将分别停止以执行过电流保护功能。

3) HA16141 与 HA16341 的连接电路

为了提高 HA16141 的应用效果，改善 SMPS 系统性能，日立公司还专门开发了次级控制芯片 HA16341。HA16141 与 HA16341 的典型连接电路如图 2-74 所示。从图 2-74 所示的应用电路可知，由 HA16141 的内部 PFC 控制器及外部元件组成的平均电流型 PFC 升压变换器采用的是双环控制方案。输入由 HA16141 的 IAC 脚和 PFC - CS 脚监测，其升压变换器的输出一般经 710k Ω 和 4.7k Ω 电阻组成的分压器取样，并反馈到 IC 的 PFC - FB 脚上。这样，在通用 AC 电源电压下，PFC 升压变换器便可输出 380V 的稳定 DC 电压，并在桥式整流器输入端产生 AC 正弦波电流。由于该电流与 AC 输入电压同相位，所以其功率因数可达到 99% 以上，且输入电流总谐波畸变（THD）低于 10%。

2.2.9 CM68/69xx PFC/PWM 集成控制器

CM68xx 和 CM69xx 是美国 CMC 半导体公司推出的单片 PFC + PWM 控制器系列产品。由于采用了 LETE（上升沿调制 PFC/下降沿调制 PWM）和 TM（增益调制技术）等专利技术，从而使得 CM68xx 和 CM69xx 这两种芯片与 PFC 电路的 DC 端相连的电容可以做到非常小，进而可以节省无功功耗和元件成本。另外，它们也可提供全面保护（如电压保护、过压保护、过流保护、短路保护及过热保护等）功能，其有源 PFC 控制技术可使功率因数接近 1。CM68xx 系列和 CM69xx 系列涵盖了从 50 ~ 500W 的应用，这使得它们可以广泛地应用于 PC 电源、空调、大屏幕彩电、监视器、UPS、ACadaptor 等众多需要开关电源的应用领域。CM6800 与 CM6903 的软启动电流仅为 100 μA ，其中 CM6800 采用了 DIP16 封装，CM6903 采用了 SIP9 封装，它们均具有极高的性价比。

1. CM6800/1 的主要特点

CM6800/1 内含脉宽调制控制器，可使小型、低成本、大容量的电容在开关电源设计中应用，同时该产品还可降低线路负载，减小场效应管的应力，从而设计出完全符合 IEC - 1000 - 3 - 2 规范的开关电源产品。CM6800/1 的主要特点如下。



图 2-74 HA16141 与 HA16341 的典型连接电路



- (1) PWM 部分添加了反向限流。
- (2) 23Vbi – CMOS 处理。
- (3) 通过 VINOK 可保证 2.5V 而不是 1.5V 的 PWM 模式。
- (4) 具有同步的前沿 PFC 及后沿 PWM。
- (5) 为超快 PFC 响应提供有高转换率的误差放大器。
- (6) 具有低启动电流（100μA）和低工作电流（3.0m）特性。
- (7) 低 THD、高 PF。
- (8) 利用 PFC 与 PWM 之间的存储电容可减小纹波电流。
- (9) 具有平均电流控制模式，同时具有连续或非连续工作模式的 Boost 型前沿 PFC。
- (10) 内含 VCCOVP 比较器，可进行低功率检测。
- (11) PWM 电路既可以采用电流模式工作，也可以采用电压模式工作。
- (12) 可通过电流反馈增益调节器改善电路的噪声影响。

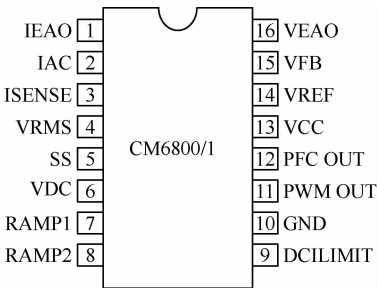


图 2-75 CM6800/1 的引脚排列图

(13) 内部含有断电保护、过压保护、欠压锁定（UVLO）、软启动及电压参考电路。

2. CM6800/1 的引脚功能及参数

1) 引脚功能

CM6800/1 具有 SOP – 16（S16）和 PDIP – 16（S16）两种封装形式，两种封装的工作温度范围均为 – 40 ~ +125℃。如图 2-75 所示是 CM6800/1 的引脚排列图。表 2-13 给出了 CM6800/1 的引脚功能及工作电压。

表 2-13 CM6800/1 的引脚功能及工作电压

引脚 编号	名 称	引 脚 说 明	工 作 电 压			
			Min.	Typ.	Max.	Unit
1	IEAO	PFC 电流误差放大器输出端	0		4.25	V
2	IAC	PFC 增益控制参考输入端	0		1	mA
3	ISENSE	PFC 限流比较器的电流监测输入端	– 5		0.7	V
4	VRMS	PFCRMS 线上的电压补偿输入端	0		6	V
5	SS	PWM 软启动电容的连接点	0		8	V
6	VDC	PWM 电压反馈输入端	0		8	V
7	RAMP1（RTCT）	振荡器频率设定端，可由外部 RTCT 电路设定频率	1.2		3.9	V
8	RAMP2（PWMRAMP）	当采用电流模式时，该引脚为测试电流输入；当采用电压模式时，该引脚为从 PFC 输出的 PWM 输入（斜坡电压）	0		6	V
9	DCILIMIT	PWM 限流比较器的输入端	0		1	V
10	GND	接地脚				
11	PWM OUT	PWM 驱动信号输出端	0		VCC	V
12	PFC OUT	PFC 驱动信号输出端	0		VCC	V

续表

引脚 编号	名 称	引 脚 说 明	工 作 电 压			
			Min.	Typ.	Max.	Unit
13	VCC	芯片正电源	10	15	20	V
14	VREF	内部 7.5V 参考电压缓冲输出端		7.5		V
15	VFB	PFC 电压误差放大器的输入端	0	2.5	3	V
16	VEAO	PFC 电压误差放大器的输出端	0		6	V

2) 主要参数

CM6800/1 的主要参数如下。

- (1) 器件的最高工作电压 U_{cc} 为 23V。
- (2) PFC 的最大输出电流为 1A。
- (3) PWM 的最大输出电流为 1A。
- (4) IAC 端的最大输入电流为 1mA。
- (5) VREF 端的最大输入电流为 10mA。
- (6) PFC、PWM 的输出电压范围均为 $(GND - 0.3) \sim (U_{cc} + 0.3)V$ 。
- (7) IEAO 脚的电压为 0 ~ 4.5V。
- (8) 片内振荡器的振荡频率为 66 ~ 75.5kHz ($T_A = 25^{\circ}C$)。
- (9) PFC 的占空比范围为 0% ~ 95%。
- (10) PWM 的占空比范围为 0% ~ 49.3%。
- (11) 软启动电流的典型值为 100 μ A。
- (12) 工作电流的典型值为 3.0mA。
- (13) 欠压锁定门限电压的典型值为 13V。

3. CM6800/1 的内部结构原理

CM6800/1 的内部结构框图如图 2-76 所示，它由一个平均控制电流及连续的 Boost 同步前沿 PFC 和后沿 PWM 组成，其中 PWM 既可用于电流模式又可用于电压模式。而在电压模式中，与 PFC 输出相接的前馈控制电路可改善 PWM 的线性控制规则；在电流模式中，PWM 通常采用下降沿（后沿）调制方式，而 PFC 则采用上升沿（前沿）调制方式。这种前、后沿调制专利技术的运用，使得 PFC 的误差放大器具有较宽的带宽，而且能够有效地减小与 PFC 电路的 DC 端相连的电容的尺寸。CM6800/1 具有功率因数校正和多种保护功能（软启动、PFC 过压保护、峰值电流限制、断电保护、占空比限制及欠压锁定等）。

由图 2-76 可知，PFC 部分由增益调节器、电压误差放大器、电流误差放大器、过压比较器、PFC 限流比较器、电压参考电路及振荡器等组成。其中增益调节器是 PFC 的主要部分，它可以对输入电压波形、频率、RMS 电压、PFC 输出电压及整个电流反馈的响应进行控制。PWM 部分由脉宽调制器、PWM 限流比较器、VINOK 比较器、PWM 控制（RAMP2）电路（电流模式及电压模式）、软启动电路、占空比限制电路及直流限流比较器等组成。这一部分最重要的问题是和 PFC 部分的内部同步问题，其同步特性简化了 PWM 部分的补偿电路。它主要靠 PFC 部分的输出电容（即 PWM 输入电容）来对纹波进行控制，而且 PWM 部分的工作频率与 PFC 部分相同。

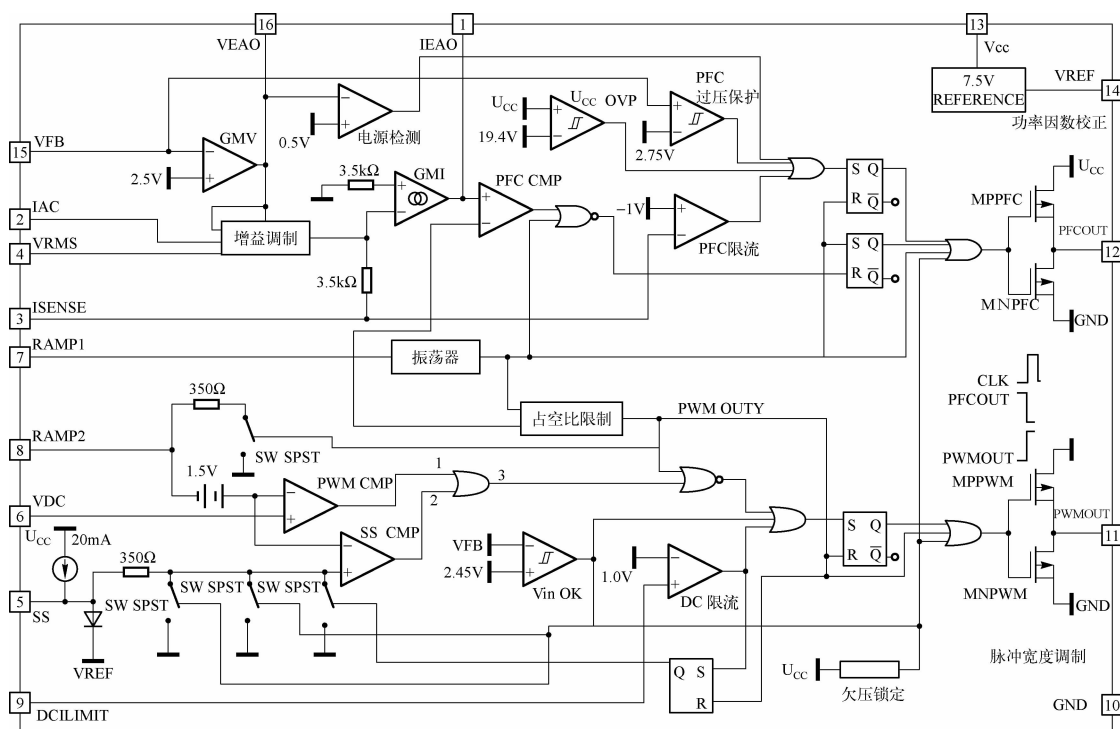


图 2-76 CM6800/1 的内部结构框图

CM6800/1 突出的优点是采用了同步的前沿 PFC 和后沿 PWM 调制技术。PWM 的后沿调制是在系统时钟的后沿开关将要接通时进行的。其方法是将误差放大器的输出和调制的斜坡电压进行比较，然后在开关接通期间确定其后沿调制的有效占空比。典型的后调制系统如图 2-77 所示。而前沿调制是在系统时钟的前沿开关断开时进行的，其方法是当调制斜坡电压达到误差放大器的输出电压时，使开关接通，并在开关断开期间确定前沿调制的有效占空比。典型的前沿调制系统如图 2-78 所示。

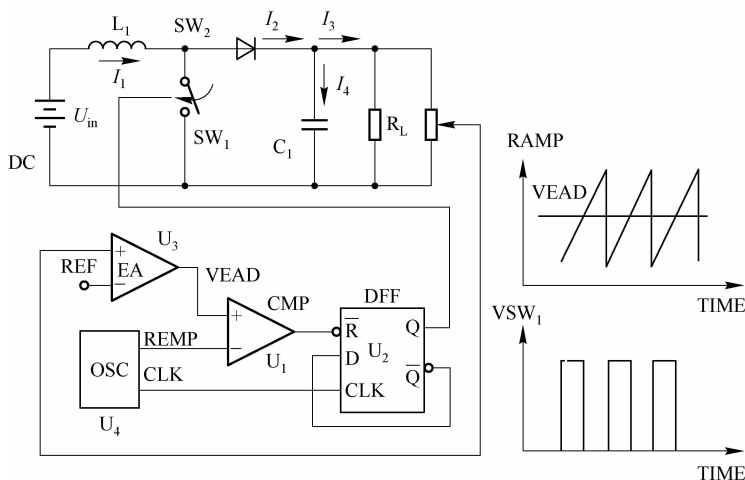


图 2-77 典型的后沿调制系统

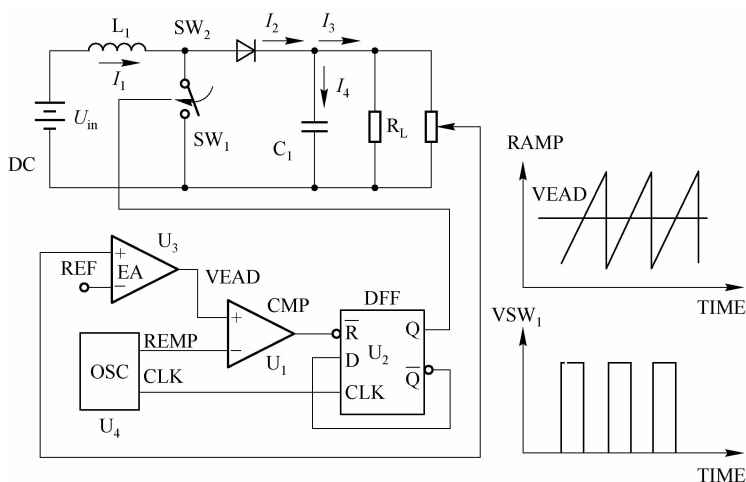


图 2-78 典型的前沿调制系统

这种控制技术的优点之一是只需要一个系统时钟，且开关 1 (SW_1) 的断开和开关 2 (SW_2) 的接通可在同一瞬间将瞬时的“no-load”周期减至最小，从而通过开关作用得到较低的纹波电压，同时在同步开关作用下减小前端的纹波电压。采用这种方法，可将 120Hz 的 PFC 输出纹波电压改善 30%。

第3章 功率因数校正电路设计实例



3.1 单级 PFC 变换器的设计实例

1. 单级 PFC 变换器

单级 PFC 变换器的原理图如图 3-1 所示，它是一种基于脉宽调制（PWM）的变换器。该变换器的 PFC 级采用了 Boost 电感电路，而 DC/DC 级则采用了双管单端正激电路结构。

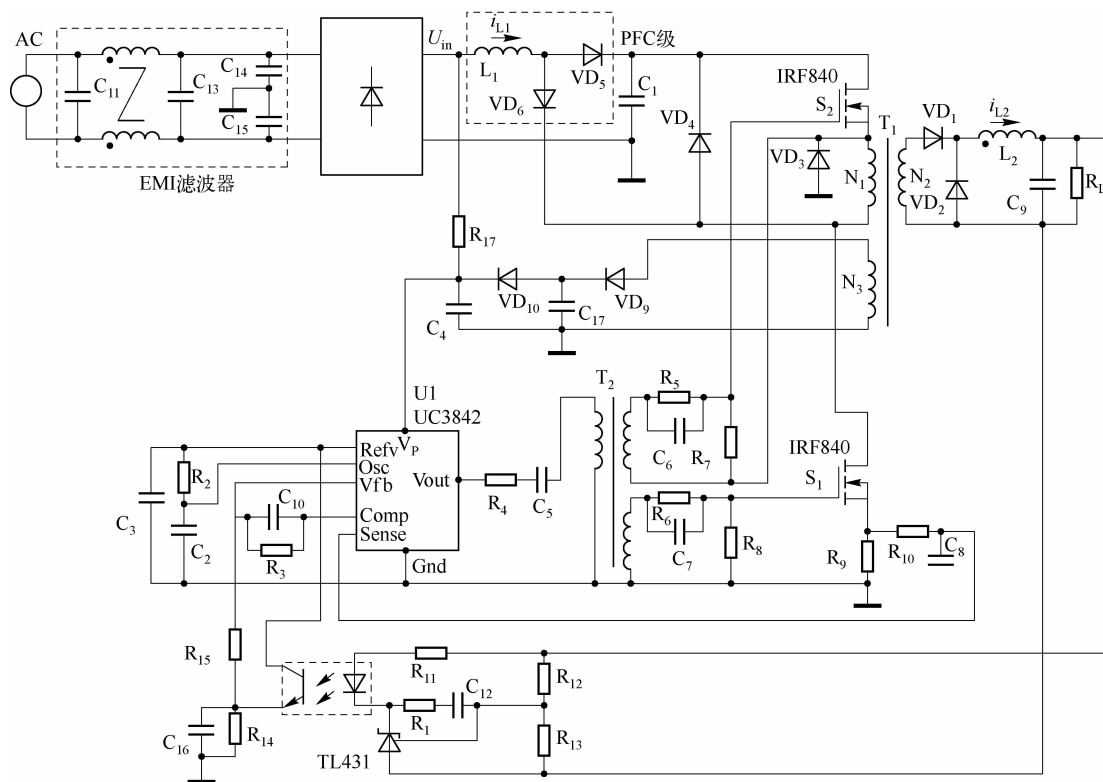


图 3-1 单级 PFC 变换器的原理图

PWM 集成芯片采用了 UC3842。UC3842 是一种电流型控制的专用芯片，具有电压调整率高，外围元器件少，工作频率高，启动电流小的特点。其输出驱动信号通过隔直电容连接在驱动变压器初级。而驱动变压器的次级采用了双绕组结构，得到了两路同相隔离的驱动信号，从而实现了 DC/DC 级的双管驱动。

当变换器发生过流时,由电阻 R_9 检测到开关管的过流信号,封锁 UC3842 的输出信号,实现过流保护,而电压负反馈控制由电阻 R_{12} 和 R_{13} 获得输出电压信号。该变换器的工作原理简述如下:当变换器接通电源时,交流输入电压经过整流桥后得到的直流电压经电阻 R_{17} 降压后,给 UC3842 提供启动电压;进入正常工作状态后,二次绕组 N_3 提供 UC3842 的工作电压 (12V);二次绕组 N_2 的高频电压经整流滤波后,由 TL431 获得偏差信号,经光耦隔离后反馈到 UC3842,去控制开关管的开通与截止,实现稳压的目的;在一个开关周期 T_s 内,控制 Boost 电感工作在不连续导电模式 (DCM) 下,使得输入电流波形自然跟随输入电压波形,从而实现了功率因数校正。

2. EMI 滤波器的设计

EMI 滤波器能有效抑制电网噪声,提高开关电源的抗干扰能力及可靠性。单级 PFC 变换器的 PFC 级工作在不连续导电模式下,其输入电流波形为脉动三角波,因此,其前端需添加 EMI 滤波器以滤除高频纹波。开关电源的 EMI 滤波器安装在电源线与开关电源之间,既可以用于抑制电源线引出的传导干扰,又可以降低从电网引入的传导干扰,对提高开关电源的可靠性有重要的作用。

开关电源产生的电磁干扰以传导干扰为主,而传导干扰又分为差模干扰和共模干扰两种。共模干扰通常要比差模干扰产生更大的辐射型 EMI。目前抑制传导 EMI 最有效的方法是采用无源滤波技术。

作为一种双端口网络 EMI 滤波器,它对干扰的抑制性能不仅取决于滤波器本身的拓扑,而且在很大程度上也受 EMI 滤波器输入、输出阻抗值的影响。由于 EMI 滤波器阻抗和负载阻抗具有可变动性及可能直接与电网相连的特点,所以 EMI 滤波器的输入、输出阻抗不但不匹配而且常常是未知的,这就造成了 EMI 滤波器的设计不能完全应用成熟的通信用滤波器设计方法和理论,这是开关电源的 EMI 滤波器设计面临的主要问题。

通过将产品的发射频谱与相关的电磁兼容标准比较,可以估算用滤波器控制发射所需要的衰减量。对于抗扰性控制,可以通过比较外部电噪声 (通常取自有关的电磁兼容抗扰度标准) 与产品电子线路的敏感性,以及干扰期间希望达到的性能等级来估算一个粗略值。

当明确知道一个产品实际的发射或敏感性能时,就可采取精确的计算而不去进行估测。不过,如果不是在一个可控的 50Ω 阻抗环境中工作,成品滤波器将不是很精确的。

滤波器的工作原理是在射频电磁波的传输路径上形成很大的特性阻抗不连续,以将射频电磁波中的大部分能量反射回源处。大多数滤波器的性能是在源和负载阻抗均为 50Ω 的条件下测得的,这就是滤波器的性能在实际情况下不可能达到最佳的原因。

考查一个典型的电源线滤波器,它安装在交流电源线与开关电源之间。若交流电源的阻抗在 $2 \sim 2k\Omega$ 间变化,则电源线滤波器的性能取决于与它连接的负载及所关心的频率。连接到开关电源的电源线的特征阻抗大约为 150Ω ,当单级 PFC 变换器的前级整流器在电源波形的尖峰附近导通时,电源线滤波器相当于短路,而在其他时间则相当于开路。

滤波器的参数是在 50Ω 的源和负载阻抗的测试环境下获得的,因为大多数射频测试设备采用了 50Ω 的源、负载及电缆。这种方法获得的滤波器性能参数是最优化的。因为滤波器是由电感和电容组成的,所以它是一个谐振电路,其性能和谐振主要取决于源端及负载端的阻抗。



3. 电源线滤波器

单级电源线滤波器对源和负载的阻抗都很敏感，当工作在实际的源和负载阻抗条件下时，它很容易产生增益，而不是衰减。这种增益通常出现在 150kHz ~ 10MHz 的频率范围内，其幅度可以达到 10 ~ 20dB。因此，在产品上安装一个不合适的滤波器后，可能会增加发射强度或使敏感性变得更糟。

两级或更多级的滤波器，可以使内部节点保持在相对稳定的阻抗上，因此对负载及源的阻抗依赖不是很大，可以提供接近 50Ω/50Ω 的指标性能。当然，这些滤波器的体积更大，价格更高。

大多数电源线滤波器采用共模电感和连接在相线间的 X 型电容来处理差模干扰。如果滤波器用于解决开关电源电路产生的低频高强度干扰问题，则通常需要比 X 型电容所能提供的差模衰减更大的衰减，这时需要采用差模电感。由于磁芯会发生饱和现象，所以难以以较小的体积获得较大的电感量，这样一来这些滤波器一般体积比较大而且也比较昂贵。

大多数电源线滤波器采用 Y 型电容，这些电容连接在相线与地线之间。为了确保电源线滤波器采用的 Y 型电容的泄漏电流不超过相关安全标准限定的地线允许泄漏值，这些电容的值大约为几微法。一般 Y 型电容应连接到噪声干扰较大的导线上（如开关电源中的整流器等）。

对于应用于医疗设备中的开关电源，特别是与患者身体接触的，要求地线泄漏电流值相当低，因此使用任意一种 Y 型电容都是不行的。这时采用的滤波器需要更大的电感或采用多级级联，因此其体积较大，价格较高。

在较大的系统里，来自大量 Y 型小电容的地线泄漏会产生很大的地线电流，这样就会产生地线电压差，从而导致不同设备间的互连电缆上产生“嗡嗡”的交流声和瞬态高电平。现在的最佳解决方案是采用等势三维地线搭接，但许多陈旧的设施中不能实现这一点。因此，用在大系统里的设备上的开关电源应使用 Y 型电容很小或根本没有 Y 型电容的滤波器。

最好使用满足安全认证的电源线滤波器，这些滤波器的安全性、可靠性、温度范围、额定电压和电流，以及恰当的安全标准的应用业已由厂家认证通过。

本设计的 EMI 滤波器电路如图 3-1 所示，包括共模电感（也称共模电感）和滤波电容。共模电感主要用来滤除共模干扰，其电感量与 EMI 滤波器的额定电流有关。

如图 3-1 所示的单级 PFC 变换器的额定电流为 1A，取共模电感值为 15mH。图中的滤波电容 C_{11} 和 C_{13} 主要用于滤除串模干扰，其容量为 0.01 ~ 0.47μF。 C_{14} 和 C_{15} 跨接在输入端，并将电容器的中点接地，能有效抑制共模干扰，其容量范围是 2200pF ~ 0.1μF。

4. 开关器件的选取

变换器的开关器件一般均选用功率场效应管（MOSFET），它依据输入最高电压时输出最大电流的要求来确定其电压与电流等级，并预留有 1.5 ~ 2 倍的电压裕量和 2 ~ 3 倍的电流裕量。在单开关器件变换器中，开关器件的最大漏 - 栅电压 U_{CEO} 通常可按经验公式（3-1）选取：

$$U_{CEO} = \frac{U_{dmax}}{1 - D} \quad (3-1)$$

式中， U_{dmax} 为漏源极的最大电压； D 为占空比。

开关器件的电流按高频变压器一次绕组的最大电流来确定。在本例中,由于采用双管电路结构,每个开关管所承受的电压为 U_{CEO} 的一半,故选用耐压 500V, 电流 8A 的 IRF840。

变换器中 PFC 级的二极管选用了超快速恢复二极管,而 DC/DC 级的整流输出端选用了肖特基整流二极管,以减小二极管的压降。

5. 变换器电感的设计

在单级 PFC 变换器中,为了实现功率因数校正,通常控制 PFC 级的 Boost 电感工作在 discontinuous conduction mode;而为了提高变换器的效率,DC/DC 级一般采用连续导电模式。在一个开关周期内,通过 L_1 和 L_2 的电流如图 3-2 所示。为了使得 Boost 电感工作于不连续导电模式下,有

$$\frac{2L_1}{R_L T_s} < \frac{f(D) \eta D^2 U_{\text{Cl}}^2}{\pi U_o^2} \quad (3-2)$$

$$f(D) \approx \frac{\{ \exp 1.96 / [\frac{1}{(1-D)^{3/2} - 1}] - 1 \}}{1.6} \quad (3-3)$$

式中, R_L 为变换器的负载电阻; L_1 为 Boost 电感值; T_s 为变换器的开关周期; D 为占空比; η 为变换器的效率; U_{Cl} 为中间储能电容上的电压; U_o 为直流输出电压。

为了使得 DC/DC 级工作在连续导电模式下,有

$$\frac{2L_2}{R_L T_s} > (1-D) \quad (3-4)$$

式中, L_2 为 DC/DC 级的储能电感值。

要求 $T_s = 8.33 \mu\text{s}$, $D = 0.2$, $U_o = 16\text{V}$, $R_L = 2.133 \Omega$, $U_{\text{Cl}} = 380\text{V}$, 因此选取 $L_1 = 100 \mu\text{H}$, $L_2 = 20 \mu\text{H}$ 。

功率因数校正的实验结果如图 3-3 所示。在图 3-3 中, U_{in} 是交流输入电压经整流桥后的电压波形, i_{L1} 是流经 Boost 电感 L_1 的电流波形,近似于正弦波。实验得到的功率因数为 0.97。

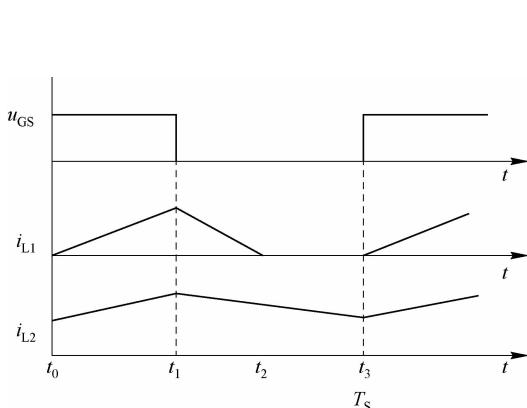


图 3-2 开关周期内通过 L_1 和 L_2 的电流

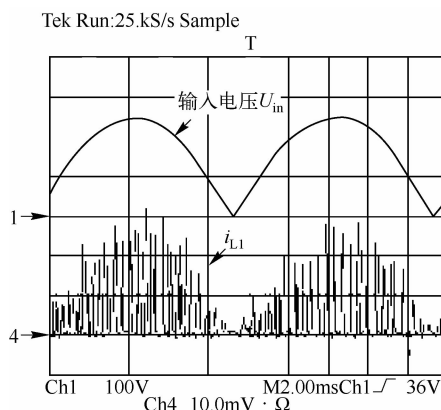


图 3-3 实验结果

6. 高频变压器的设计

高频变压器是变换器的核心部件,它的性能好坏不仅影响变压器本身的发热和效率,而且还会影响到变换器的技术性能和可靠性。高频变压器是开关电源中进行能量储存与传



输的重要部件，在开关电源中，高频变压器性能的优劣，不仅对电源效率有较大的影响，而且直接关系到电源的其他技术指标和电磁兼容性（EMC）。为此，一个高效率的高频变压器应具备直流损耗和交流损耗低、漏感小、绕组本身的分布电容及各绕组之间的耦合电容小等条件。

开关电源高频变压器的设计要点分为3方面：尽量降低高频变压器的损耗；尽量减小高频变压器的漏感；尽量抑制高频变压器的音频噪声。

1) 降低高频变压器的损耗

(1) 直流损耗。高频变压器的直流损耗是由线圈的铜损耗造成的，为了提高效率，应尽量选择较粗的导线，并取电流密度 $J = 4 \sim 10 \text{ A/mm}^2$ 。

(2) 交流损耗。高频变压器的交流损耗是由高频电流的趋肤效应及磁芯的损耗引起的。高频电流通过导线时总是趋向于从表面流过，这会使导线的有效流通面积减小，并使导线的交流等效阻抗远高于铜电阻。高频电流对导线的穿透能力与开关频率的平方根成反比，为减小交流铜阻抗，导线半径不得超过高频电流可达深度的2倍。高频变压器的磁芯损耗也使得电源效率降低，其交流磁通密度可用下式进行估算：

$$B_{AC} = (0.4\pi N_p I_p K_{RP}) / 2\delta \quad (3-5)$$

式中， B_{AC} 为交流磁通密度，单位是T； N_p 为初级匝数； I_p 为初级峰值电流；单位是A； K_{RP} 为初级脉动电流与峰值电流之比； δ 为磁芯的气隙宽度，单位是cm。

欲设计在连续模式下工作的高频变压器， B_{AC} 的典型值应为0.04~0.075T，铁氧体磁芯在100kHz时的损耗应低于50mW/cm³。

2) 减小高频变压器的漏感

在设计高频变压器时必须把漏感减至最小，因为漏感越大，产生的尖峰电压幅度越大，漏极钳位电路的损耗就越大，这必然导致电源效率降低。对于一个符合绝缘及安全性标准的高频变压器，其漏感量应为次级开路时初级电感量的1%~3%。要想达到1%以下的指标，在制造工艺上将难以实现。减小漏感时可采取以下措施：

- (1) 减小初级绕组的匝数 N_p ；
- (2) 增大绕组的宽度（如选EE型磁芯，以增加骨架宽度 b ）；
- (3) 增加绕组的高、宽比；
- (4) 减小各绕组之间的绝缘层；
- (5) 增加绕组之间的耦合程度。

挑选合适的磁芯形状，并且减小初级匝数和增加高宽比，能有效降低漏感。漏感量与初级匝数的平方成正比。所选磁芯尺寸应足够大，以使初级绕组能绕成2层甚至不到2层，这样可将初级漏感与分布电容减至最小。不要使用矮胖型磁芯，其因尺寸大，高宽比值较小、漏感量大而不宜采用，它适用于POT、RM、PQ型和部分E型磁芯。应采用瘦高型磁芯，这种磁芯具有较大的高宽比，它适用于EE、ETD、EI、EC型磁芯。

三重绝缘线（Triple Insulated Wire）是近年来国际上新开发的一种高性能绝缘导线，这种导线有三个绝缘层，中间是芯线。其绝缘层是呈金黄色的聚酰胺薄膜，国外称之为“黄金薄膜”；绝缘层的总厚度仅为20~100μm，却可承受数千伏的脉冲高压。三重绝缘线适用于尖端技术、国防领域，用于制作微型电机绕组、小型化开关电源的高频变压器绕组。其优点是绝缘强度高（任何两层之间均可承受AC 3000V的安全电压），不需要加阻挡层以保

证安全边距,也不用在级间绕绝缘胶带层;电流密度大。用它绕制的高频变压器,可以比用漆包线绕制的体积减小一半。高频变压器的一种优化设计方案是用普通高强度漆包线绕制初级和反馈级,而用三重绝缘线绕制次级,这样可使漏感量大为减小,高频变压器的体积也能减小 $1/2 \sim 1/3$ 。

在开关电源的工作过程中,绕组的分布电容反复被充、放电,其上的能量都被吸收掉了。分布电容不仅会使电源效率降低,它还会与绕组的分布电感构成 LC 振荡器,产生振铃噪声。初级绕组分布电容的影响尤为显著,为减小分布电容,应尽量减小每匝导线的长度,并将初级绕组的始端接漏极,利用一部分初级绕组起到屏蔽作用,从而减小相邻绕组的耦合程度。

3) 抑制高频变压器的音频噪声

(1) EE 或 EI 型磁芯之间的吸引力能使两个磁芯发生位移;绕组电流相互间的引力或斥力也能使线圈产生偏移。此外,EE 或 EI 型磁芯受机械振动时能导致周期性的形变。上述因素均会使高频变压器在工作时发出音频噪声,10W 以下开关电源的音频噪声频率为 $10 \sim 20\text{kHz}$ 。为防止磁芯之间产生相对位移,通常以环氧树脂作为胶合剂,对两个磁芯的 3 个接触面(含中心柱)进行粘接。但这种刚性连接方式的效果并不理想,因为这无法将音频噪声减至最低,况且胶合剂过多,磁芯在受机械应力时还容易折断。国外最近采用了一种特殊的“玻璃珠”(Glass Beads)胶合剂来粘合 EE、EI 等类型的铁氧体磁芯,效果甚佳。这种胶合剂是把玻璃珠和胶着物按照 1:9 的比例配制而成的混合物,它在 100°C 以上的温度环境中放置 1h 即可固化。

(2) 为防止高频变压器的泄漏磁场对相邻电路造成干扰,可把一铜片环绕在变压器外部,该屏蔽带相当于短路环,能对泄漏磁场起到抑制作用。屏蔽带应接地。

4) 设计实例

(1) 磁芯的选用。本例的负载设计为 $U_o = 16\text{V}$, $I_o = 7.5\text{A}$,由高频变压器的二次绕组 N_2 绕组提供。而绕组 N_3 提供 UC3842 的工作电源,其输出功率很小,可忽略。由设定条件可知,高频变压器的输出功率为 $P_2 = 16\text{V} \times 7.5\text{A} = 120\text{W}$ 。根据给出的输出功率与磁芯尺寸的关系,本例选用了 PQ32-30 磁芯,其有效截面积为 167mm^2 。每个磁芯仍能独立地,在小范围内产生形变或移位,而总体位置不变,这就对形变起到了抑制作用,采用这种工艺可将音频噪声降低 5dB。

(2) 绕组匝数的确定。变压器初级绕组的电压幅值 U_{p1} 为

$$U_{p1} = U_{c1} - \Delta U_1 \approx U_{c1} = 380\text{V}$$

式中, U_{c1} 是变压器的输入直流电压(等于中间储能电容上的电压); ΔU_1 是变压器初级绕组的电阻压降与开关管的导通压降之和,在实际计算中可以忽略。

变压器次级绕组 N_2 的电压幅值 U_{p2} 为

$$U_{p2} = \frac{U_o + \Delta U_2}{D} = \frac{16 + 0.7}{0.2} = 83.5 \text{ (V)}$$

式中, ΔU_2 是变压器次级绕组的电阻压降与整流管的压降之和。

初级绕组的匝数 N_1 为

$$N_1 = \frac{U_{p1} D}{f \Delta B_m A_e} \quad (3-6)$$

式中, f 是开关频率 (120kHz); ΔB_m 是磁通增量,此处取 $\Delta B_m = 0.15\text{T}$ 。



由式 (3-6) 得

$$N_1 = \frac{380 \times 0.2}{120 \times 10^3 \times 0.15 \times 1.67} \times 10^4 = 25.3 (\text{匝})$$

实际取 N_1 为 26 匝。

次级绕组的匝数 N_2 为

$$N_2 = \frac{U_{p2}}{U_{p1}} N_1 = \frac{83.5}{380} \times 26 = 5.7 \approx 6 (\text{匝})$$

绕组 N_3 提供 UC3842 的 12V 工作电压, 因此有

$$N_3 = \frac{U_{p3}(1-D)}{U_{p1}D} N_1 = \frac{12(1-0.2)}{380 \times 0.2} \times 26 \approx 4 (\text{匝})$$



3.2 具有 PFC 的蓄电池充电器设计实例

针对密封铅酸蓄电池的充电装置, 基于复合控制芯片 ML4824 设计的具有 PFC 的蓄电池充电器的具体指标如下。

- (1) 采用限流定压方式充电。
- (2) 功率因数: $\text{PF} > 0.99$ 。
- (3) 输入电压范围: 176 ~ 264V AC。
- (4) 输出功率: $P_o = 1000\text{W}$ 。
- (5) 输出浮充电压: $U_o = 48\text{V}$ 。
- (6) 最大充电电流: $I_{\max} = 20\text{A}$ 。

根据以上要求, 确定两级电路方案: 前级为采用 Boost 拓扑的 PFC 电路, 实现 PFC 的同时可把输入电压提升到 DC 380V, 如图 3-4 所示; 后级为采用双管正激拓扑的 PWM 电路, 可把 DC 380V 母线电压降到 DC 48V, 实现限流定压方式充电, 如图 3-5 所示。

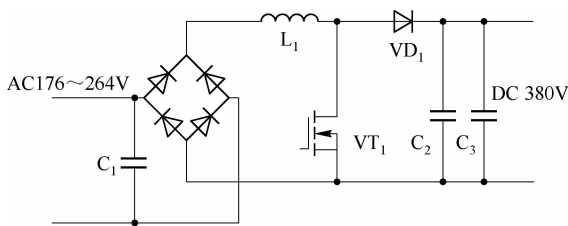


图 3-4 前级 PFC 主电路

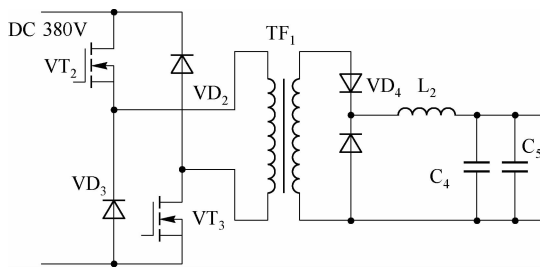


图 3-5 后级 PWM 主电路

1. 功率级的主要参数

(1) 储能电感。电感电流纹波以峰值电流的 20% 计算, 得出电感值 $L = 0.53\text{mH}$ 。它选用铁硅铝磁粉芯环形磁芯 SA-60, 用 65 匝 $\Phi 0.5$ 漆包线绕制而成。

(2) 输出滤波电容。由于采用了特殊的上升沿/下降沿触发方式, 有利于 PFC 级电路输出电压纹波的减小, 所以本电路的输出滤波电容取 $220\mu\text{F}$ 的电容, 即可获得较小的输出电压纹波 (0.3V 左右)。

2. 控制电路的设计

PFC 级控制电路如图 3-6 所示, 母线上的馒头波信号经 R_2 、 R_3 、 R_4 、 C_6 、 C_7 构成的二阶滤波网络后作为输入电压前馈信号送至 VRMS (4 脚), 同时母线上的馒头波信号经电阻 R_5 成为输入电压波形采样信号送至 IAC (2 脚)。输出电压经 R_9 、 R_{17} 分压后送到 ML4824 的电压误差放大器的输入端 VFB (15 脚), 与基准比较后成为电压误差信号送至 VEO (16 脚)。VRMS、IAC、VEO 构成 ML4824 内部乘法器的三个输入端。 R_1 为输入电流采样电阻, 采样的电流信号送到 ISENSE (3 脚)。 R_8 、 C_{11} 、 C_{12} 和 R_{18} 、 C_{16} 、 C_{17} 分别构成电流误差放大器和电压误差放大器的补偿网络。 R_{10} 和 C_{10} 为 ML4824 斜坡信号发生网络, 电路的开关频率由这两个参数决定。

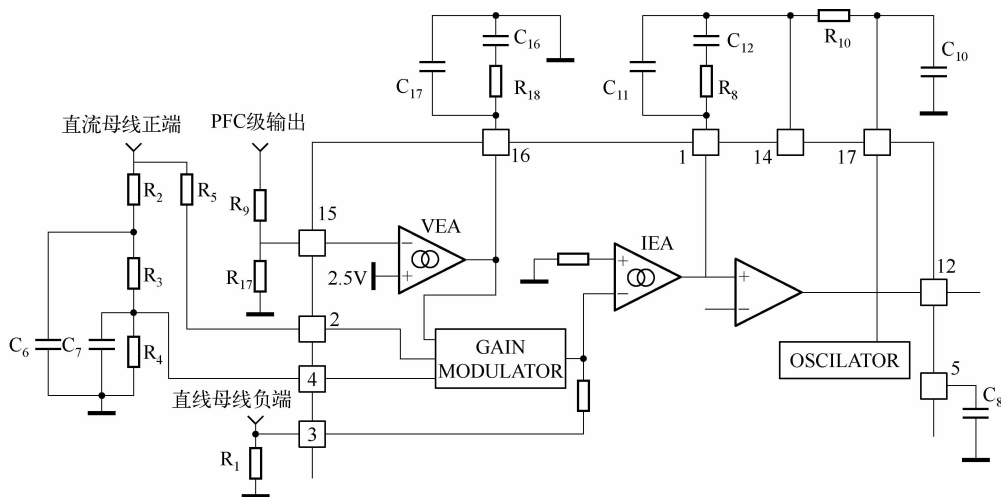


图 3-6 PFC 级控制电路

1) 开关频率的确定

开关频率与 R_{10} 、 C_{10} 的关系为

$$R_{10} = \frac{1}{0.51f_{\text{sw}}C_{10}} - 961C_{10} \quad (3-7)$$

这里取 $R_{10} = 43\text{k}\Omega$, $C_{10} = 470\text{pF}$, $f_{\text{sw}} = 100\text{kHz}$ 。

2) 输出电压采样

电压误差放大器的基准为 2.5V, 有



$$\frac{R_9}{R_{17}} = \frac{U_{C3}}{2.5} - 1 = \frac{380}{2.5} - 1 = 151$$

这里取 $R_{17} = 2.2\text{k}\Omega$ ；考虑到每个电阻上的电压不宜超过 200V，这里的 R_9 取 $150\text{k}\Omega$ 和 $180\text{k}\Omega$ 两个电阻的串联，即 $R_9 = 330\text{k}\Omega$ 。

3) 输入电压前馈

ML4824 要求当输入电压最低时，VRMS（4 脚）的电压为 1.2V，而且这个电压必须经过很好的滤波，才能准确地反映输入电压的变化。这里的 R_2 取 2 个 $510\text{k}\Omega$ 串联，即 $R_2 = 1.02\text{M}\Omega$ ， R_3 、 R_4 分别取为 $R_3 = 200\text{k}\Omega$ ， $R_4 = 10\text{k}\Omega$ 。

二阶滤波电容可以由下式给出：

$$C_6 = \frac{R_{\text{TOT}}}{2\pi f_1 R_2 (R_3 + R_4)} \quad (3-8)$$

$$C_7 = \frac{1 + \frac{R_4 R_{\text{TOT}}}{R_2 (R_3 + R_4)}}{2\pi f_2 R_4} \quad (3-9)$$

式中， $R_{\text{TOT}} = R_2 + R_3 + R_4$ ； f_1 、 f_2 为二阶滤波器的谐振频率。

这里的 C_6 、 C_7 分别取为 63nF 、 $1\mu\text{F}$ 。

4) 输入电压波形采样

乘法器的输出为

$$I_{\text{GAINMOD}} = k \times (U_{\text{EAO}} - 1.5) \times I_{\text{AC}} \quad (3-10)$$

式中， I_{AC} 为乘法器的输入电流； U_{EAO} 为前馈电压 6.8V； k 为乘法器增益，当 VRMS 脚输入 1.2V 电压时，即输入电压最低时， k 取最大值 0.328。

为了避免乘法器饱和，乘法器的输出要限制在 $200\mu\text{A}$ 以内，因此 R_5 要满足：

$$R_5 \geq \frac{k \sqrt{2} U_{\text{RMS(MIN)}} (U_{\text{EAO}} - 1.5) \times I_{\text{AC}}}{200 \times 10^{-6}} = \frac{0.328 \times 1.414 \times 176 \times 5.3}{200 \times 10^{-6}} = 2.16(\text{M}\Omega)$$

式中， $U_{\text{RMS(MIN)}}$ 为输入电压有效值的最小值。

这里的 R_5 取 2 个 $1.2\text{M}\Omega$ 电阻串联，即 $R_5 = 2.4\text{M}\Omega$ 。

5) 输入电流采样

输入电流采样电阻应满足：

$$R_1 \leq \frac{R_{\text{MVLO}} (U_{\text{EAO}} - 1.5) k_{\text{M}}}{R_5 P_{\text{OUT}}} \quad (3-11)$$

式中， $k_{\text{M}} = k U_{\text{RMS(MIN)}}^2 = 0.328 \times 176^2 = 10160$ ； R_{MVLO} 为乘法器的输出截止电阻（ $3.5\text{k}\Omega$ ）。

由此可得

$$R_1 \leq \frac{3500 \times 5.3 \times 10160}{2.4 \times 10^6 \times 1000} = 0.078(\Omega)$$

这里的 R_1 取两个 $0.1\Omega/10\text{W}$ 的功率电阻并联，即为 $50\text{m}\Omega/20\text{W}$ 。

6) 电压环、电流环补偿网络

电压环和电流环补偿网络的参数通过频域仿真来优化选取，以使系统的开环增益和相角裕度在合理的范围内。电压环补偿网络参数选择为： R_{18} 取 $200\text{k}\Omega$ ， C_{16} 取 270nF ， C_{17} 取 27nF 。

电流环补偿网络参数选择为： R_8 取 $33\text{k}\Omega$ ， C_{12} 取 289pF ， C_{12} 取 2.89nF 。

3. PWM 级电路的设计

1) 功率级的主要参数

(1) 变压器的设计。磁芯选用 EE55B, 初、次级匝比为 27/8; 导线选用宽铜皮, 且变压器初级选用 0.05mm 厚铜皮, 次级选用 0.25mm 厚铜皮, 宽度均为 30mm。

(2) 输出滤波电感 $L_2 = 26.4\mu\text{H}$, 选取 EE55B 磁芯, 12 匝, 气隙为 0.2125mm。

(3) 输出滤波电容。由于铝电解电容的频率特性较差, 所以实际电路中采用 3 个 470 μF 的电容并联。

2) 控制电路的设计

(1) 电压环补偿网络与 PFC 级电路一样, 补偿网络的参数由频域仿真综合考虑。

(2) 软启动电容 $C_8 = 1\mu\text{F}$ 。



3.3 200kHz/200W 高效环保开关电源的设计实例

目前, 在对额定功率 200W 以上的高频实用型开关电源进行环保性能评估时或多或少地存在一些问题, 如要么 EMI 噪声较大, 要么输入电流谐波超标或在一定的功率封装密度下温度特性不好, 可靠性差等。要解决这些问题, 一个途径是采用性能更先进的变换器拓扑, 另一个途径是选择新工艺、新器件, 以尽可能满足环保性能评估的要求。

近年来, 国外某些半导体公司在不断进行器件技术的改造, 并研发出了一系列有针对性的性能优越的新器件。例如, 前身为 Siemens 的 Infineon 公司, 近年来陆续推出了专用于解决高频开关电源的上述问题的器件, 包括耐高压 600V、低导通电阻 (R_{dson}) 的 CoolMOS 管 (高频运用时温升极低, 适合用做 Boost 开关), 大电流、低耐压且低 R_{dson} 的 OptiMOS 管 (特别适用于 Buck 变换器), PFC/PWM 复合 ICTDA16888 (可节省空间和元件), 耐高压 (600V) SiC 肖特基二极管 (特别适用于 Boost 二极管) 等。这些器件都有专门特性, 如果在开关电源设计中使用得当, 就会有效地解决上述问题, 而且其成本也可以得到控制。

采用上述器件开发研制成的工作频率为 200kHz, 功率为 200W 的符合环保要求的通用型开关电源的整体工作框图如图 3-7 所示。它采用第二代 CoolMOSC2 作为 PFC 和 PWM 的功率开关, 采用 SiC 肖特基二极管作为 PFC 二极管, 采用 OptiMOS 作为同步整流开关, PFC 和 PWM 的控制由同一块 ICTDA16888 实现。该电源具有宽的输入电压范围 (90 ~ 275V), 80% 以上的 AC/DC 变换效率。其输出电压有两组: +5V/20A 和 +12V/8.3A, 带有输出过载保护和输出短路保护。所有开关器件均无须加散热片, 也不要求接最小的输出负载。其性能优越, 各项指标符合电力环保要求。

1. 电路方块图

如图 3-7 所示的整体电源工作框图由两部分组成: 第一部分是一个用于 PFC 的 AC/DC 变换器; 第二部分是由两个功率开关管组成的正激式脉冲宽度调制 (PWM) 的 DC/DC 变换器。PFC 级是一个 Boost 升压变换器, 它的作用是在其输出端提供一个 380V DC 电压, 同时在输入端保持输入电流为正弦波, 以获得近似等于 1 的功率因数。PFC 级的另一个特点是可以让电源工作在宽电压输入范围 (90 ~ 275V), 而无须再加入使整流电路重新配置的



电压范围开关。其所用的开关器件是两个并联运用的 CoolMOS 型 SPB11N60C2 及一个 SiC 肖特基二极管 SDB06S60（6A/600V）。

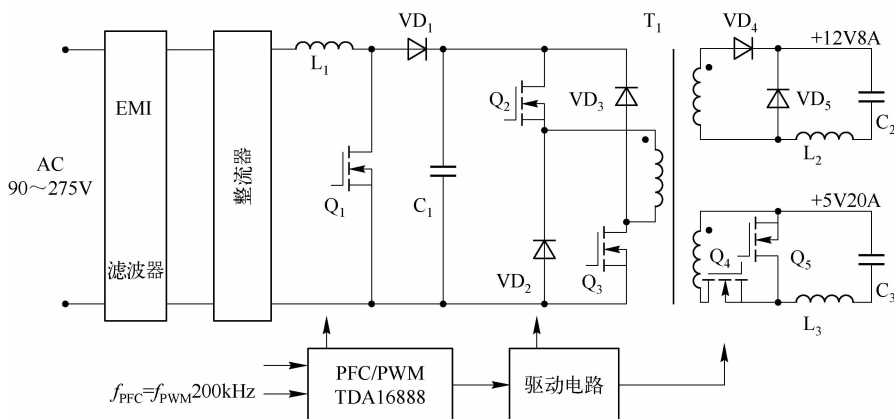


图 3-7 通用型开关电源的整体工作框图

双管正激式变换器通过耦合变压器 T_1 实施与电网的隔离。在变压器初级，功率器件是两个 CoolMOS SPB11N60C2 和两个 EMCON 二极管 SDD04E60（4A/600V）。在变压器次级，有两组输出（5V DC 和 12V DC），但它们的整流原理有所不同，其中 12V 输出使用的是传统肖特基二极管整流电路，而 5V 输出则使用了低压 MOSFET SPSB80N03S2L-03 作为同步整流电路。PFC 和 PWM 两部分的功能控制均由一个单片集成电路 TDA16888 来完成。

2. 结构及散热设计

本电源的优点之一是体积小。它由两块大小不一的双面 PCB 组成。较大的一块（18cm × 15cm）为主板，装有各类开关器件和无源元件，并尽量采用占地小的 SMD 元件。开关器件没有使用任何散热片，热量的散发是靠 PCB 上的主铜皮将热能传递至下面的一块金属平板实现的。较小的一块（6cm × 3cm）为控制板，装有控制电路，并垂直地插到主板上。

3. 电源主板的部件功能

电源主板的原理如图 3-8 所示。它包括以下几部分。

（1）AC 输入/EMI 滤波器。SMPS（开关电源）的输入电压是 90 ~ 275V（50Hz/60Hz），熔断器用在电路发生故障时防止电源进一步损坏。输入 EMI 滤波器（ C_{86} 、 L_1 、 L_4 、 C_{24} 、 C_{25} 、 C_{26} 、 C_2 ）用以抑制由两功率开关转换时所产生的高频噪声，压敏电阻 R_{30} 用以抗御来源于电网的高压浪涌，输入电源整流器（ $VD_1 \sim VD_4$ ）采用的是常规的硅二极管。

（2）PFC 变换器。PFC 变换器是一个具有连续电感电流流过全负载的 Boost 升压变换器拓扑，其开关频率为 200kHz，输出电压近似为 380V DC。

PFC 的核心部分是电感器 L_2 、开关管 Q_{1A}/Q_{1B} 、二极管 VD_5 和大电解电容 C_3 。为了减少寄生电容， L_2 利用单根铜线在一个环形铁粉芯上绕制一层而制成。并联管 Q_{1A}/Q_{1B} 采用了 CoolMOS 新工艺做的 SPB11N60C2，它们具有高的开关速度和极低的通态电阻，在 90V 低输入时，因电路处在大电流和高占空比运行，所以这一优点就显得特别重要。双管并联的目的仅是为了扩大散热面积，以便使 PCB 上的热分布比较均衡。二极管 VD_5 是一个 600V SiC 肖

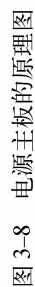


图 3-8 电源主板的原理图



特基二极管，因它没有电荷储存而具有非常好的开关特性（没有反向恢复而且没有温度对开关特性的干扰）。VD₈₂为传统的硅二极管，用于从最初的整流电压向电解电容充电，以避免 SiC 肖特基二极管 VD₅在开机瞬间承受过高的浪涌电流。电解电容 C₃用于储存能量以降低二次谐波的电压纹波，电容 C_{3A}专用于旁路高频谐波电流。

(3) PWM 变换器（双管正激式）。PWM 变换器是一个双管正激式变换器拓扑，其工作频率为 200kHz。在变压器初级一侧的主要部分是 Q_{2A}/Q_{2B}和 VD₂₂/VD₂₇。当正激晶体管 Q_{2A}/Q_{2B}同时导通时，能量通过变压器传递至输出端。Q_{2A}/Q_{2B}选择的是具有高开关速度的 CoolMOSPB11N60C2，VD₂₂/VD₂₇则选用了 EMCON 样板二极管。在 Q_{2A}/Q_{2B}截止期间，VD₂₂/VD₂₇用来钳位变压器磁通复零期间由变压器漏感所生成的反馈尖峰电压。变压器 T₁由电解电容 C₃上的直流电压供电并使输出与输入隔离，它使用了 EPCOS 出品的 RM 组合磁芯 RM14/N87，其初级绕组用绞合线 Litz 绕制，次级用薄铜带绕制。为了减少漏电感，变压器的初、次级可采用交错法（Interleaved）绕制。

次级是 12V 通道的 VD₂₀/VD₂₁、L_{3A}、L₆和 C₃₆/C₃₇，以及 5V 通道的 Q₁₉/Q₂₁、L_{3B}、L₅和 C₁₅/C₂₈，其中 VD₂₀/VD₂₁是 45V 标准的肖基特二极管，在两个时序内各起作用：VD₂₀在 Q_{2A}/Q_{2B}导通时用做整流二极管；VD₂₁则在 Q_{2A}/Q_{2B}晶体管截止时用做负载电流的续流通道。

(4) 同步整流。在 5V 通道中使用了由 3 个低压 30V/80A 的 OptiMOSPB80N03S2L-03 制成的同步整流器，其控制信号由次级产生。两个 OptiMOS Q₁₉和 Q_{19A}是并联的，它们共同提供“低态”PWM 的续流电流通道。而 OptiMOS Q₂₁则作为串联整流用，在变压器初级复位瞬间，PWM 脉冲输出消失，同步整流器 Q₁₉/Q_{19A}通过 Q₁₈的体二极管续流导通。当变压器初级的开关管导通时，Q₁₈的栅极（早先处于负偏）受到次级绕组电压经电阻 R₉₇的驱动，Q₁₈导通，使 Q₁₉/Q_{19A}截止；而 Q₂₁则在 R₉₆、L_{3A}和 L_{3B}的联动作用下变为导通，开始新一轮的同步整流周期。

4. 控制电路

200W SMPS 的控制电路如图 3-9 所示，它由 PWM/PFC 复合 IC TDA16888 及其周边元件组成。TDA16888 是 Infineon 公司近年来研制出的新产品，它提供对带 PFC 的 SMPS 的控制功能。利用内部同步运行的 PFC 和 PWM 功能，使得它适应了世界范围的电压输入，并适用于两级离线变换器。其 PFC 功能可满足 IEC10003.2 关于交流输入电流谐波限量的规定。它的外围元件较少，因而能降低整个电源的造价。

1) PFC 控制

TDA16888 采用平均电流控制方式来提供 APFC，其 APFC 部分的“心脏”就是一个模拟乘法器。模拟乘法器为电流误差放大器 OP₂提供一个可规划的电流基准信号，这个信号是由已整流的输入电源电压与输出电压误差放大器的输出相乘而得到的，因此这个电流基准信号既具有输入电压的形状（双半正弦波），同时又包含控制输出电压幅值的作用。通过后续的 OP₂及脉冲宽度调制器和驱动器，PFC 电路的交流输入电流就会变成近似正弦波，且功率因数接近于 1，而 PFC 电路的输出电压也稳定在 380V。

在图 3-9 所示的电路中，电压误差放大器（具有电压比较和补偿作用）的外部电路由 R₁₃、R₁₄、R₁₆、C₅和 C₆组成。电阻 R₄（R_{4A}，R_{4B}）用于监测实际的已整流输入电压；R₅、R₇、R₈、C₇和 C₈是属于电流误差放大器的元件；电感电流可通过主板上的 R₆的压降而受到

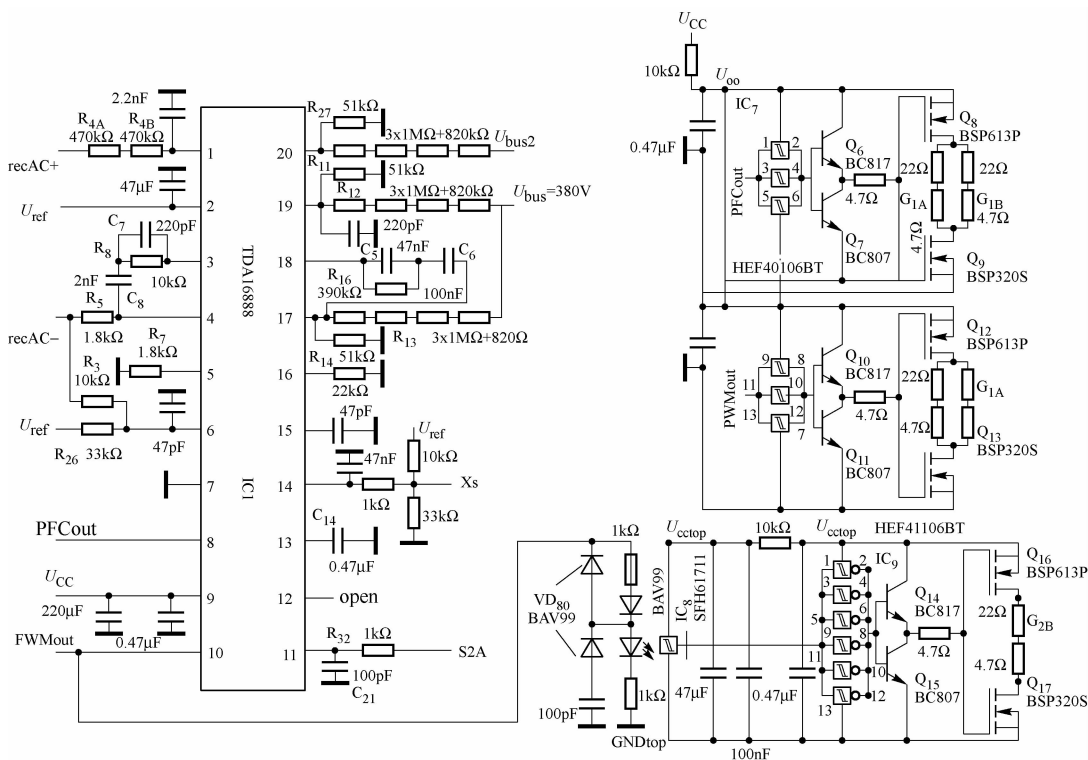


图 3-9 200W SMPS 的控制电路

监测； R_3 、 R_{26} 可决定 PFC 电路的电流限值（近似为 6.5A）； R_{11} 、 R_{12} 则确定了过压的阈值。

2) PWM 控制

TDA16888 提供一个改进型电流模式控制，可实现有效的斜率补偿及加强对电压尖峰的抑制。变换器的初级开关电流可通过在主板的 R_{15} 上的电压降经 R_{32} 、 C_{21} 低通滤波后，传送到 PWMCS（11）脚，经内部放大后将和 PWMIn（14）脚上的输出电压控制环反馈信号 XS 一起输入内部 PWM 比较器 C_8 中进行比较，由它们共同决定实际占空比。 C_{14} 提供 PWM 部分的软启动，输出电压控制环的元件 R_{20} 、 R_{19} 、 IC_2 等都安放在主板变换器的次级一侧，其反馈信号的传递是通过一个低值的光耦合器 IC_3 来完成的。

3) 栅极驱动电路

考虑到运行频率很高，这里采用小信号双极型晶体管（ Q_6 、 Q_7 、 Q_{10} 、 Q_{11} ）和 MOSFET（ Q_8 、 Q_9 、 Q_{12} 、 Q_{13} ）组成分立式高速、大电流驱动级去驱动 PFC 部分的功率管（ Q_{1A} 、 Q_{1B} ）及 PWM 级的低端功率管（ Q_{2A} ）。这就是为什么在 PFCOUT/PWMOUT 原来的栅极驱动信号输出处再插入史密特触发及后续的分立式驱动放大器的原因。对于高端功率管（ Q_{2B} ）的栅极驱动，其信号同样从 PWMOUT 输出，通过高速光耦合器 IC_8 （SFH6711）传递，并由 IC_9 、 $Q_{14} \sim Q_{17}$ 加以放大后再输入 Q_{2B} 。为获得对 Q_{2B} 的浮地供电电压 U_{cctop} ，在 PFC 扼流圈 L_2 磁芯上多设置了一个独立绕组。



3.4 80W/150W/500W 高效环保开关电源的设计实例

MC33260 是一个用做升压预变换器的有源功率因数控制器，它可满足电子镇流和离线

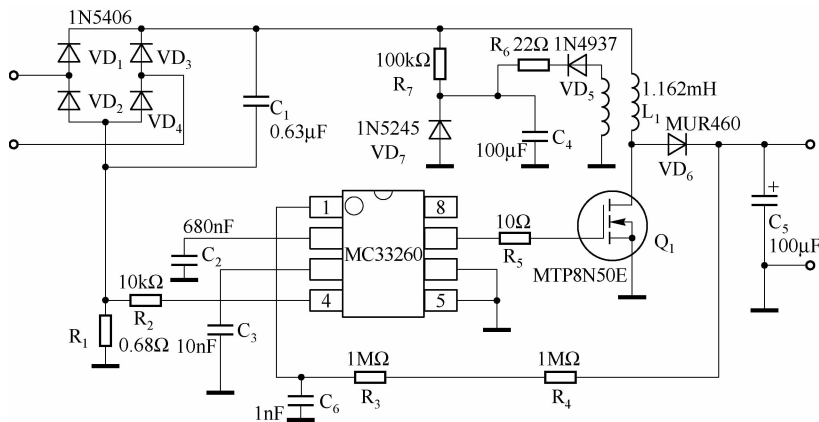


电源应用的国际标准要求。MC33260 既可用于驱动一个具有固有频率的不连续导电模式电路,也可用于任何情况下的同步工作。其特点是具有十分有效的保护功能,以确保安全可靠的工作。MC33260 经过优化,可以提供特别紧凑和高性价比的 PFC 解决方案。它不需要供零电流检测用的辅助绕组,因此如果其 U_{CC} 由负载供电,则可以用一个简单的小线圈来代替变压器。

MC33260 只需使用最少的外部元件便可以控制跟随升压模式下的工作,这是一种创新的模式,可以极大地减小电感和功率开关的尺寸,并最终使方案的成本显著降低。它也可以用传统的方法来工作(输出电压的稳压水平恒定)。总之,任何中间解决方案均可方便地实现,这种灵活性使其成为处理各种应用的最优方案。

在已经提出的多项 PFC 技术中,可以工作在连续和不连续模式下的升压拓扑最为常用。在一般情况下,连续模式更适合峰值电流小的大功率应用。另外,对于小于 500W 的应用,不连续模式可提供较小的电感尺寸、最少的零件数量和最低的成本。

在临界导电模式下,工作电感电流必须在下一个周期开始之前下降到零,这一模式下的工作效率较高,而且没有升压整流器的反向恢复损耗,因为 MOSFET 在电感电流达到零之前无法导通。另外,因为周期之间没有死区时间,所以交流电流是连续的,而这就将峰值开关电流限制在了平均输入电流的两倍水平上。因为变换器工作在临界导电模式下,所以工作频率可变。80W 通用输入传统升压恒输出电压稳压工作的功率因数校正电路如图 3-10 所示。



注: EPCOS 的 E30/15/7, N67 材料; 初级为 187 匝 #23AWG, 次级为 19 匝 #23AWG;
气隙长度总共为 2.269mm, 初级电感 L_p 为 1.162mH

图 3-10 80W 通用输入传统升压恒输出电压稳压工作的功率因数校正电路

1. 升压拓扑功率因数校正电路的电流限制

与降压和反激电路不同,因为升压拓扑中的输入和输出之间没有串联开关,所以若不增加额外的电路,则不能限制或控制启动冲击电流浪涌对储能电容充电时产生的大电流和负载故障。

只要有电流流过电感,MC33260 的零电流检测就能使用电流检测信号来避免功率开关导通。在启动中,由于有启动电流流过电源,所以功率 MOSFET 无法导通,也就不存在功率开关在启动时遭启动电流破坏的风险。

同样,在过载情况下,只要存在输出电容直接充电电流,即当输入电压高于输出电压时,功率 MOSFET 就将保持关断的状态。因此,过载工作对于功率 MOSFET 而言是完全安全的。

1) 启动的冲击电流限制

若开始 U_o 是零,当变换器导通时,储能电容会谐振充电到 U_{in} 的两倍。如果 U_{in} 恰巧在高输入电压 265V 的峰值 (375V) 处,则电压最高可达 750V。流过电感的峰值谐振充电电流比正常满载电流高许多倍,因此电感必须设计得相当大,以避免饱和,这样就增加了成本。升压旁路开关对此无能为力,如果在启动时导通,则情况会更糟,电路将无法承受启动阶段的冲击电流和电压过冲。熔断器在此并不适用,因为每次一接通电源它即被熔断。解决启动问题的方法是增加一个供旁路升压电感使用的整流器,如图 3-11 所示。旁路整流器为升压电感分路了启动冲击电流。储能电容通过 VD 进行充电直至达到峰值交流线路电压,而不会出现谐振过冲和过大的电感电流。在正常工作状态下,VD 是反向偏置的。如果负载过流下拉 U_o ,则 VD 将导通,但这比升压电感中有大电流通过要好。

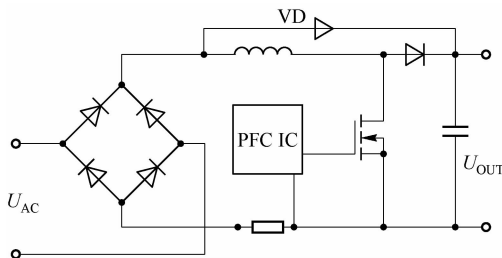


图 3-11 增加一个供旁路升压电感使用的整流器

2) 外部冲击电流限制电路

对于低功率系统而言,将热敏电阻和预变换器输入串联可以限制冲击电流。所担心的是热敏电阻的响应不够快,无法在几个周期的输入电压降压后立即提供保护。采用由三端双向可控硅开关或 SCR 旁路来分流的串联输入电阻则更为有效。该方法需要使用一个控制电路,这种方法可以逐周期工作,以便在降压后立即进行保护。

3) 负载过流限制

如果过流情况发生并且超过了控制器电路所设定的升压变换器功率限制,则 U_o 将最终被下拉至交流电压的峰值之下。如果发生这种情况,电流会快速上升并且不受限制地通过串联电感和整流器,这会导致电感饱和及元件失效,而控制电路将切断旁路开关,因为触发了限流功能。这不仅不能帮助接通开关,而且电感电流会上升得更快,并且会造成开关失效。

通常将功率因数校正电路连接到另一个诸如开关电源或电子镇流器之类的系统上,这些下游变换器一般都有电流限制功能,因此无须担心会产生负载故障。但是下游变换器或储能电容可能会产生故障,因而存在负载短路的可能性。如果认为有必要将电流限制在一个安全值上以防下游发生故障,则必须在升压变换器的外部采取一定的措施。

2. PFC 电源部分的设计

1) 输入电压及输入功率

瞬时输入电压 u_{in} 和峰值输入电压 U_{inpk} 之间的关系为



$$u_{in} = U_{inpk} \sin(\omega t) \quad (3-12)$$

式中, $U_{inpk} = \sqrt{2} U_{inrms}$ 。

瞬时输入电流 i_{in} 和峰值输入电流 I_{inpk} 之间的关系为

$$i_{in} = I_{inpk} \sin(\omega t) \quad (3-13)$$

式中, $I_{inpk} = \sqrt{2} I_{inrms}$ 。

PFC 电路的输入功率 P_{in} 为

$$P_{in} = U_{inrms} \times I_{inrms} = \frac{U_{inpk}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{inpk}}{\sqrt{2}} = \frac{U_{inpk} \times I_{inpk}}{2} \quad (3-14)$$

输出功率 P_o 为

$$P_o = U_o \times I_o - \eta \times P_{in} \quad (3-15)$$

设计中需要知道 PFC 电路的效率。对于低输入电压工作情况而言, 该效率一般设为 92%; 而在高输入电压下工作时, 该效率一般为 95%。

把式 (3-14) 代入式 (3-15) 可得

$$P_o = \eta \times P_{in} = \eta \frac{U_{inpk} \times I_{inpk}}{2} \quad (3-16)$$

用 I_{inpk} 表示式 (3-16), 有

$$I_{inpk} = \frac{2P_o}{\eta \times U_{inpk}} = \frac{\sqrt{2}P_o}{\eta \times U_{inrms}} \quad (3-17)$$

平均输入电流等于平均电感电流 $I_{L(avg)}$, 即

$$I_{L(avg)} = I_{in} \quad (3-18)$$

已知在临界导电工作中, 峰值电感电流 I_{Lpk} 为平均电感电流 $I_{L(avg)}$ 的两倍:

$$I_{Lpk} = 2I_{L(avg)} = \frac{2\sqrt{2}P_o}{\eta \times U_{inrms}} \quad (3-19)$$

I_{Lpk} 在要求的最小交流输入电压 $U_{ac(LL)}$ 下最大:

$$I_{Lpk} = \frac{2\sqrt{2}P_o}{\eta \times U_{ac(LL)}} \quad (3-20)$$

2) 开关时间

理论上, 导通时间 $t_{(on)}$ 恒定, 但在实际中, $t_{(on)}$ 在交流电压穿越零点时增加, 这是因为输出电容 C_{out} 上有电荷。在初始的 $t_{(on)}$ 和 $t_{(off)}$ 计算中, 令 $U_{inrms} = U_{ac(LL)}$ 。

(1) 导通时间。通过解电感方程, 可知将电感充电到正确的峰值电流所需要的导通时间为

$$t_{(on)} = I_{Lpk} \frac{L_p}{U_{inpk}} \quad (3-21)$$

因为 $U_{inpk} = \sqrt{2} U_{inrms} = \sqrt{2} U_{ac(LL)}$, 则把式 (3-20) 代入式 (3-21) 后得

$$t_{(on)} = \frac{2\sqrt{2}P_o}{\eta \times U_{ac(LL)}} \times \frac{L_p}{\sqrt{2} U_{ac(LL)}} = \frac{2P_o L_p}{\eta \times U_{ac(LL)}^2} \quad (3-22)$$

式中, $U_{inpk} = \sqrt{2} U_{inrms} = \sqrt{2} U_{ac(LL)}$ 。

(2) 关断时间。瞬时开关的关断时间随着输入和负载条件及瞬时输入电压而变化。关

断时间可按式计算：

$$t_{(\text{off})} = \frac{I_{\text{Lpk}} \times L_{\text{P}}}{U_{\text{o}} - U_{\text{inpk}} \sin(\omega t)} \quad (3-23)$$

将式 (3-23) 分子、分母同除以 $U_{\text{inpk}} \sin(\omega t)$ 得到

$$t_{(\text{off})} = \frac{\frac{I_{\text{Lpk}} \times L_{\text{P}}}{U_{\text{inpk}} \sin(\omega t)}}{\frac{U_{\text{o}} - U_{\text{inpk}} \sin(\omega t)}{U_{\text{inpk}} \sin(\omega t)}} = \frac{t_{(\text{on})}}{\frac{U_{\text{o}}}{\sqrt{2} U_{\text{inpk}} |\sin(\theta)|} - 1} \quad (3-24)$$

式中, $\omega t = \theta$, θ 代表交流电压的相位角。

关断时间 $t_{(\text{off})}$ 在交流电压的峰值处最大, 并且在交流输入电压穿越零点时接近零。关断时间在交流电压过零时最小。 θ 接近零时的 $t_{(\text{off})\text{min}}$ 按下式计算:

$$t_{(\text{off})\text{min}} = \frac{I_{\text{Lpk}} \times L_{\text{P}}}{U_{\text{o}}} \quad (3-25)$$

3) 开关频率

开关频率随着稳态线路和负载工作状态及瞬时输入电压而变化。考虑到所有电路和元件的公差, PFC 变换器一般工作在可听音频范围以上。25kHz 是一个不错的一级近似。同时, 也可以对大大减小电感尺寸而不影响效率或成本的更高频率下的工作进行评估。最小的开关频率发生在交流电压的峰值处。当交流电压从峰值变为零时, $t_{(\text{off})}$ 接近于零, 从而提高了开关频率。

4) 电感的设计

需要在 PFC 控制器定时电路中设置最大导通时间。 $t_{(\text{on})\text{max}}$ 和 $t_{(\text{off})\text{max}}$ 将单独计算并且相加, 以得到最大转换周期 t_{total} 。求取电感值时需要用到该值。 $t_{(\text{on})\text{max}}$ 和 θ 接近 90° 的 $t_{(\text{off})\text{max}}$ 及 t_{total} 按以下几式计算。

$$t_{(\text{on})\text{max}} = \frac{2P_{\text{o}} L_{\text{P}}}{\eta \times U_{\text{ac(LL)}}^2} \quad (3-26)$$

$$t_{(\text{off})\text{max}} = \frac{I_{\text{Lpk}} L_{\text{P}}}{U_{\text{o}} - U_{\text{inpk}}} \quad (3-27)$$

$$t_{\text{total}} = t_{(\text{on})\text{max}} + t_{(\text{off})\text{max}} \quad (3-28)$$

在所选最小工作频率下, 将式 (3-26) 和式 (3-27) 代入式 (3-28), 得

$$t_{\text{total}} = \frac{\sqrt{2} P_{\text{o}} L_{\text{P}} U_{\text{o}}}{U_{\text{ac(LL)}}^2 \eta \left(\frac{U_{\text{o}}}{\sqrt{2}} - U_{\text{ac(LL)}} \right)} \quad (3-29)$$

通过求解式 (3-29) 便可得到精确的电感值。对式 (3-29) 重新排列, 用 L_{P} 表示为

$$L_{\text{P}} = \frac{2 \times t_{\text{total}} \left(\frac{U_{\text{o}}}{\sqrt{2}} - U_{\text{ac(LL)}} \right) \eta U_{\text{ac(LL)}}^2}{\sqrt{2} U_{\text{o}} P_{\text{o}}} \quad (3-30)$$

将式 (3-20) 用 η 表示, 代入式 (3-30), 可以重新写为

$$L_{\text{P}} = \frac{2 \times t_{\text{total}} \left(\frac{U_{\text{o}}}{\sqrt{2}} - U_{\text{ac(LL)}} \right) U_{\text{ac(LL)}}}{U_{\text{o}} I_{\text{Lpk}}} \quad (3-31)$$



令通用输入（85 ~ 265V_{ac}）工作的开关周期 $t = 40\mu\text{s}$ ，固定输入（92 ~ 138V_{ac}，或 184 ~ 276V_{ac}）工作的开关周期为 20μs，则升压电感所需存储的能量为

$$W_L = \frac{1}{2} L_P I_{Lpk}^2 \quad (3-32)$$

所选磁芯尺寸和材料所需的匝数为

$$N_P = \frac{L_P I_{Lpk} \times 10^6}{B_{\max} A_e} \quad (3-33)$$

式中， B_{\max} 的单位是特斯拉（T）； A_e 的单位是平方毫米（mm²）。

正确的电感和存储所需的气隙 l_{gap} （mm）可以表示为

$$l_{\text{gap}} = \frac{4\pi \times 10^{-7} N_P^2 A_e}{L_P} \quad (3-34)$$

5) 辅助绕组的设计

MC33260 不需要供零电流检测用的辅助绕组。如果直流电压可以从连接到 PFC 输出的开关电源或电子镇流器中得到，则可以跳过此步骤。因为设计的电路只需要一个电感，所以将导致辅助绕组产生低频纹波（100 ~ 120Hz）。因此， U_{CC} 的电容必须足够大（大约为 47μF）以使电压变化最小化。作为经验法则，可以使用以下方程来估计辅助绕组的匝数：

$$N_{\text{aux}} = \frac{N_P \times U_{\text{aux}}}{U_L} = \frac{N_P \times U_{\text{aux}}}{U_o - U_{\text{ax(HL)}}} \quad (3-35)$$

MC33260 的 U_{CC} 的最大值为 16V，必须增加一个电阻（在 22Ω 的范围内）和一个 15V 的齐纳二极管来保护电路，以防止过压。所选 U_{aux} 应该高于欠压锁定临界值（10V）并低于齐纳电压。

6) 输出电容的选择

输出电容值的选择由给定的应用所需要的保持时间 t_{hold} 或可接受的纹波电压 U_{orip} 决定。作为经验法则，输出电容的值可以按 1μF/W 计算。

7) 半导体器件的选择

首先必须确定所有工作状态下的最大电流和电压，以选择 MOSFET 和升压整流器。作为经验法则，可以把所有半导体器件降额至其最大额定值的 75% ~ 80%。这意味着需要至少有 500V 击穿电压的器件。如果开关频率相当低，则可用双极晶体管来代替 MOSFET。恢复时间为 200ns 或以下的高压二极管可用于升压整流器。

功率 MOSFET 的最大导电损耗为

$$P_{(\text{on})\max} \approx \frac{1}{6} \times R_{\text{ds(on)}} \times I_{Lpk}^2 \left(1 - \frac{1.2 \times U_{\text{ac(LL)}}}{U_o} \right) \quad (3-36)$$

8) 振荡器电路的设计

对于传统升压工作，可通过以下方程选择 C_T ：

$$C_T \geq \frac{2 \times K_{\text{OSC}} \times L_P \times P_{\text{in}} \times U_o^2}{U_{\text{ac(LL)}}^2 \times R_0^2} - C_{\text{int}} \quad (3-37)$$

9) 稳压和过压保护电路的设计

输出电压稳压水平可以用 R_0 来调整：

$$R_0 \approx \frac{U_o}{200\mu\text{A}} \quad (3-38)$$

10) 电流检测电路的设计

通过与输入二极管桥串联一个接地参考电阻 R_{CS} 可以把电感电流转换为电压, 从而产生一个和电感电流成正比的负电压。电流检测电阻损耗 P_{RCS} 为

$$P_{RCS} = \frac{1}{6} \times R_{CS} \times I_{Lpk}^2 \quad (3-39)$$

过流保护电阻 R_{OCP} 可以用以下式来确定:

$$R_{OCP} = \frac{R_{CS} \times I_{Lpk}}{I_{OCP}} \quad (3-40)$$

3. 设计实例 1 (传统的升压恒压输出电路)

1) 设计规格要求

基本的设计规格要求如下。

(1) 电源电压范围: $U_{ac(LL)} - U_{ac(HL)} = 85 \sim 265 V_{ac}$ 。

(2) 稳压直流输出电压: $U_o = 400 V_{dc}$ 。

(3) 额定输出功率: $P_o = 80 W$ 。

(4) 预期的效率: $\eta > 90\%$ 。

输入功率 P_{in} 为

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = \frac{80}{0.92} = 86.96 (W)$$

输入二极管的电流在 $U_{inrms} = U_{ac(LL)}$ 时最大:

$$I_{inpk} = \frac{\sqrt{2} P_o}{\eta \times U_{ac(LL)}} = \frac{\sqrt{2} \times 80}{0.92 \times 85} = 1.447 (A)$$

2) 电感的设计

电感的峰值电流为

$$I_{Lpk} = 2 \times I_{inpk} = 2 \times 1.447 = 2.894 (A)$$

电感值为

$$L_p = \frac{2 \times t_{total} \left(\frac{U_o}{\sqrt{2}} - U_{ac(LL)} \right) U_{ac(LL)}}{U_o \times I_{Lpk}} = \frac{2 \times 40 \times 10^{-6} \left(\frac{400}{\sqrt{2}} - 85 \right) 85}{400 \times 2.894} = 1.162 (mH)$$

在通用输入 ($85 \sim 265 V_{ac}$) 工作中, 令开关周期 $t = 40 \mu s$, 则所选磁芯尺寸和材料所需的匝数为

$$N_p = \frac{L_p I_{Lpk} \times 10^6}{B_{max} A_e} = \frac{1.162 \times 10^{-3} \times 2.894 \times 10^{-6}}{0.3 \times 60} = 186.8 \approx 187 (匝)$$

采用 EPCOSE30/15/7, $B_{max} = 0.3 T$, $A_e = 60 mm^2$, 获得正确的电感和储能所需要的气隙为

$$l_{gap} = \frac{4\pi \times 10^{-7} N_p^2 A_e}{L_p} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 187^2 \times 60 \times 10^{-6}}{1.162 \times 10^{-3}} = 2.269 (mm)$$

3) 辅助绕组的设计

$$N_{aux} = \frac{U_{aux} N_p}{U_o - U_{ac(LL)}} = \frac{14 \times 187}{400 - 265} = 19.4 \approx 20 (匝)$$



这里取整数 20 匝以确保辅助绕组具有足够的电压。

4) 输出电容的确定

作为经验法则, 对于 80W 输出, 应选用 $100\mu\text{F}$, 450V 的电容。

5) MOSFET 导电损耗的计算

选择一个 8A/500V 的 MOSFET (MTP8N50E), 导通电阻 $R_{\text{ds(on)}} \approx 1.75\Omega/100^\circ\text{C}$, 则功率 MOSFET 的最大导电损耗为

$$P_{(\text{on})\text{max}} = \frac{1}{6} \times R_{\text{ds(on)}} \times I_{\text{Lpk}}^2 \left(1 - \frac{1.2 \times U_{\text{ac(LL)}}}{U_o}\right) = \frac{1}{6} \times 1.75 \times 2.894^2 \left(1 - \frac{1.2 \times 85}{400}\right) = 1.82(\text{W})$$

6) 稳压和过压保护电路的设计

输出稳压水平可以用 R_0 来调整:

$$R_0 = \frac{U_o}{200\mu\text{A}} = \frac{400}{200} = 2(\text{M}\Omega)$$

这里使用两个 $1\text{M}\Omega$ 的串联电阻。

7) 振荡器电路的设计

对于传统升压工作, 可用以下方程来选择 C_T :

$$\begin{aligned} C_T &\geq \frac{2 \times K_{\text{OSC}} \times L_p \times P_{\text{in}} \times U_o^2}{U_{\text{ac(LL)}}^2 \times R_0^2} - C_{\text{int}} \\ &= \frac{2 \times 6400 \times 1.162 \times 86.96 \times 400^2}{85^2 \times 2^2} - 15 = 7.16(\text{nF}) \end{aligned}$$

式中, L_p 的单位为 mH; R_0 的单位为 $\text{M}\Omega$; C_{int} 的单位为 pF。

$C_T = 10\text{nF}$ 时 U_o 和 U_{ac} 在理论上的关系如图 3-12 所示。

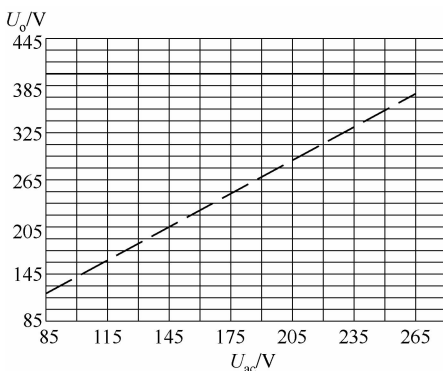


图 3-12 $C_T = 10\text{nF}$ 时 U_o 和 U_{ac} 在理论上的关系

8) 电流检测电路的设计

选择 $R_{\text{CS}} = 0.68\Omega$, 则电流检测电阻损耗 P_{RCS} 为

$$P_{\text{RCS}} = \frac{1}{6} \times R_{\text{CS}} \times I_{\text{Lpk}}^2 = \frac{1}{6} \times 1 \times 2.894^2 = 0.949(\text{W})$$

因此, R_{CS} 的功率额定值选为 2W。

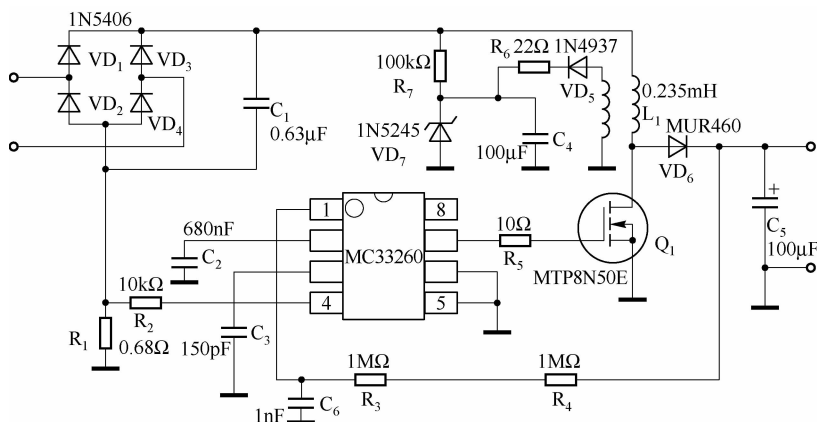
过流保护电阻 R_{OCP} 可以用以下方程来确定:

$$R_{\text{OCP}} = \frac{R_{\text{CS}} \times I_{\text{Lpk}}}{I_{\text{OCP}}} = \frac{0.68 \times 2.894}{205} = 9.6 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

式中, I_{OCP} 、 I_{Lpk} 的单位为 μA ; R_{OCP} 的单位为 $\text{k}\Omega$ 。

4. 设计实例2 (跟随升压可变输出电压)

80W 通用输入跟随升压可变输出电压工作的功率因数校正电路如图 3-13 所示。



注: EPCOS 的 E20/10/6, N67 材料; 初级为 71 匝 #23AWG, 次级为 18 匝 #23AWG; 气隙长度为 0.865mm, 总初级电感 L_p 为 0.235mH

图 3-13 80W 通用输入跟随升压可变输出电压工作的功率因数校正电路

1) 设计规格要求

基本的设计规格要求如下。

- (1) 电源电压范围: $U_{\text{ac(LL)}} - U_{\text{ac(HL)}} = 85 \sim 265 \text{ V}_{\text{ac}}$ 。
- (2) 最大稳压直流输出电压: $U_o = 400 \text{ V}_{\text{dc}}$ 。
- (3) 最小稳压直流输出电压: $U_{\text{omin}} = 140 \text{ V}_{\text{dc}}$ 。
- (4) 额定输出功率: $P_o = 80 \text{ W}$ 。
- (5) 预期效率: $\eta > 90\%$ 。

输入功率 P_{in} 为

$$P_{\text{in}} = \frac{P_o}{\eta} = \frac{80}{0.92} = 86.96 \text{ (W)}$$

输入二极管的电流在 $U_{\text{inrms}} = U_{\text{ac(LL)}}$ 时最大:

$$I_{\text{inpk}} = \frac{\sqrt{2} P_o}{\eta \times U_{\text{ax(LL)}}} = \frac{\sqrt{2} \times 80}{0.92 \times 85} = 1.447 \text{ (A)}$$

2) 电感的设计

电感峰值电流为

$$I_{\text{Lpk}} = 2 \times I_{\text{inpk}} = 2 \times 1.447 = 2.894 \text{ (A)}$$

跟随升压工作的电感值为 ($U_o = U_{\text{omin}}$)



$$L_P = \frac{2 \times t_{\text{total}} \left(\frac{U_{\text{omin}}}{\sqrt{2}} - U_{\text{ac(LL)}} \right) U_{\text{ac(LL)}}}{U_{\text{omin}} \times I_{\text{Lpk}}} = \frac{2 \times 40 \times 10^{-6} \left(\frac{140}{\sqrt{2}} - 85 \right) 85}{140 \times 2.894} = 0.235 (\mu\text{H})$$

令通用输入（85 ~ 265 V_{ac}）工作的开关周期 $t = 40 \mu\text{s}$ ，则所选磁芯尺寸和材料所需的匝数为

$$N_P = \frac{L_P I_{\text{Lpk}} \times 10^6}{B_{\text{max}} A_e} = \frac{0.235 \times 10^{-3} \times 2.894 \times 10^{-6}}{0.3 \times 32.1} = 170.6 \approx 71 (\text{匝})$$

采用 EPCOSE20/10/6, N67 材料, $B_{\text{max}} = 0.3 \text{ T}$, $A_e = 32.1 \text{ mm}^2$, 获得正确的电感和储能所需要的气隙为

$$l_{\text{gap}} = \frac{4\pi \times 10^{-7} N_P^2 A_e}{L_P} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 71^2 \times 32.1 \times 10^{-6}}{0.235 \times 10^{-3}} = 0.856 (\text{mm})$$

3) 辅助绕组的设计

$$N_{\text{aux}} = \frac{U_{\text{aux}} N_P}{U_o - U_{\text{ac(LL)}}} = \frac{14 \times 71}{400 - 265} = 7.4 \approx 8 (\text{匝})$$

这里取整数 8 匝以确保辅助绕组上具有足够的电压。

4) 输出电容的确定

作为经验法则, 对于 80W 输出, 应选用 100 μF , 450V 的电容。

5) MOSFET 的导电损耗计算

选择一个 4A/500V 的 MOSFET (MTP4N50E), 导通电阻 $R_{\text{ds(on)}} \approx 1.75 \Omega / 100^\circ\text{C}$, 则功率 MOSFET 的最大导电损耗为

$$P_{(\text{on})\text{max}} = \frac{1}{6} \times R_{\text{ds(on)}} \times I_{\text{Lpk}}^2 \left(1 - \frac{1.2 \times U_{\text{ac(LL)}}}{U_o} \right) = \frac{1}{6} \times 1.75 \times 2.894^2 \left(1 - \frac{1.2 \times 85}{140} \right) = 0.66 (\text{W})$$

6) 稳压和过压保护电路的设计

输出稳压水平可以用 R_0 来调整:

$$R_0 = \frac{U_o}{200 \mu\text{A}} = \frac{400}{200} = 2 (\text{M}\Omega)$$

这里采用两个 1M Ω 的串联电阻。

7) 振荡器电路的设计

对于跟随升压工作, 可通过以下方程来选择 C_T :

$$C_T \geq \frac{2 \times K_{\text{OSC}} \times L_P \times P_{\text{in}} \times U_o^2}{U_{\text{ac(LL)}}^2 \times R_0^2} - C_{\text{int}} = \frac{2 \times 6400 \times 0.234 \times 86.96 \times 140^2}{85^2 \times 2^2} - 15 = 162 (\text{pF})$$

式中, L_P 的单位为 mH; R_0 的单位为 M Ω ; C_{int} 的单位为 pF。

这里使用 150pF 的电容。

8) 电流检测电路的设计

选择 $R_{\text{CS}} = 0.68 \Omega$, 因此电流检测电阻损耗 P_{RCS} 为

$$P_{\text{RCS}} = \frac{1}{6} \times R_{\text{CS}} \times I_{\text{Lpk}}^2 = \frac{1}{6} \times 0.68 \times 2.894^2 = 0.949 (\text{W})$$

过流保护电阻 R_{OCP} 可以用以下方程来确定:

$$R_{\text{OCP}} = \frac{R_{\text{CS}} \times I_{\text{Lpk}}}{I_{\text{OCP}}} = \frac{0.68 \times 2.894}{205} = 9600 (\Omega)$$

5. 设计实例3 (150W 功率因数预调节器 CRM)

1) 升压变换器

升压变换器是 PFC 应用中最常见的拓扑, 它可以工作在多种模式下, 如连续导电模式 (CCM)、不连续导电模式 (DCM) 和临界导电模式 (CRM)。在 CRM 这种模式下, 在下一个周期开始之前电感电流将衰减为零, 而且频率随着输入电压和负载的变化而变化。CRM 的主要优点是电流环路本质上是稳定的, 而且不需要斜升电压补偿。

传统的升压变换器被设计成具有高于最大峰值整流输入电压的恒定输出电压, 而跟随升压拓扑的输出电压则随着输入电压峰值而改变。传统升压变换器和跟随升压拓扑的主要区别是跟随升压电感的尺寸可极大地减小, 而且功率开关导电损耗较低。

MC33260 允许对变换器进行编程, 从而可使它工作在任何一种模式下。下面提供给定工作状态下的变换器的设计表达式和设计实例, 以及指定变换器设计的运行结果。

若要将基于 MC33260 的升压变换器配置成传统升压模式, 则必须满足以下不等式:

$$C_T \geq C_{int} + \frac{4K_{OSC}L_pP_{inmax}I_{regL}^2}{U_{inmin}^2} \quad (3-41)$$

式中, C_T 是 MC33260 的振荡器电容; K_{OSC} 是最大摆动范围内的增益, $K_{OSC} = 6400$; C_{int} 是 MC33260 的内部电容; $C_T = 15\text{pF}$; U_{inmin} 是交流工作线路电压, $U_{inmin} = 85\text{V}$; I_{regL} 是稳压低电流参考, $I_{regL} = 200\mu\text{A}$ 。

对于较低的 C_T 值, 变换器将工作在跟随升压模式, 其中 U_{out} 正比于 U_{in} 。

MC33260 的 CT (3 引脚) 的内部电路使用导通时间控制方法。在这个内部电路中, 外部的 C_T (图 3-13 中的 C_3) 的充电电流为反馈电流的平方, 其端电压和 $U_{control}$ 进行比较。当反馈电流低于 I_{regL} 时, 调节器组件的输出 (它确定了导通时间) 为最大值。最大的导通时间和输出电压的平方成反比。利用这个性质就可以实现跟随升压工作。如图 3-14 所示为在满载条件下根据 U_{out} 与 U_{in} 关系的模式选择 C_T 。

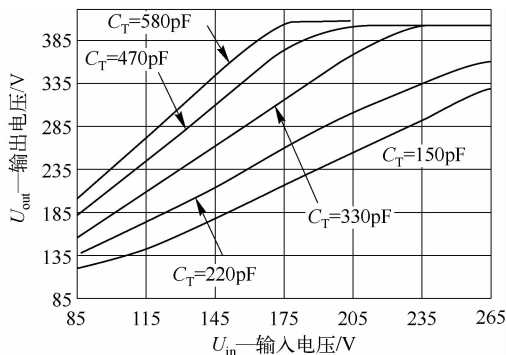


图 3-14 在满载条件下根据 U_{out} 与 U_{in} 关系的模式选择 C_T

如果 C_T 的值足够大, 变换器会工作在固定的输出电压下, 即工作在传统的升压模式下。相反, 较小的 C_T 值会使 U_{out} 等于 $U_{in(pk)}$ 。根据不同的应用, 理想的解决方案可能处于两者之间。

同样值得注意的是, 在使用 MC33260 时, 图 3-15 中描述的各种负载条件下 U_{out} 和 U_{in}



之间的关系在满载工作时也成立。当输出功率电平下降时,对于给定的 C_T ,输出电压实际上是增加了,而在轻负载时,工作方式会倾向于接近传统的升压工作。但是满载对于设计而言是最重要的,因为它产生了最大的电应力和导电损耗。由于跟随升压明显降低了在这种情况下导电损耗,所以表现出其提高效率的优点。与此相似,系统的保持时间规范值通常是在满载工作和低输入电压条件下得到的,因此要选择最合适的 U_{out} 和 U_{in} 的关系就必须考虑满载情况。

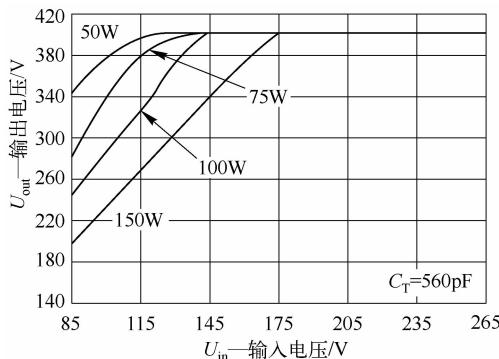


图 3-15 各种负载条件下 U_{out} 和 U_{in} 之间的关系

2) 设计规格参数

- (1) 额定的输出功率: $P_{out} = 150W$ 。
- (2) 通用的输入电压范围: $U_{in} = 85 \sim 265V_{ac}$ 。
- (3) 线路频率: $f_{line} = 47 \sim 63Hz$ 。
- (4) 开关频率: $f_{sw} = 25 \sim 476kHz$ 。
- (5) 额定稳压: $U_{out} = 400V_{dc} \pm 8\%$ 。
- (6) 输出电压: (传统升压) $200 \sim 400V_{dc} \pm 8\%$ 。
- (7) 系统效率: $\eta > 90\%$ 。
- (8) 保持时间: $t_{holdup} = 20ms$ 。

MC33260 的传统升压和跟随升压电路如图 3-16 所示。

3) 电感 (L_p)

CRM 对电感的设计提出了一个挑战: 因为高峰值电流会导致较高的导电损耗, 所以设计必须要使得开关周期从零电流开始。达到零点所需要的时间取决于输入电压和电感, 这两者也决定了工作频率范围。电感是根据最小电压和最低开关频率处的最大纹波电流而设计的。发生在交流输入峰值的最小开关频率应高于可听音频范围。在这种情况下, 传统升压选择 25kHz, 而跟随升压选择 43kHz。如果将两种预调节器的最低开关频率设置为相同, 则跟随器中的电感值为 200 μH 。输入电流峰值按下式计算:

$$I_{inpk} = \frac{\sqrt{2} \times P_{out}}{\eta \times U_{imin}} \quad (3-42)$$

因为

$$I_{coil-pk} = 2I_{inpk} \quad (3-43)$$

所以对于传统升压, 有

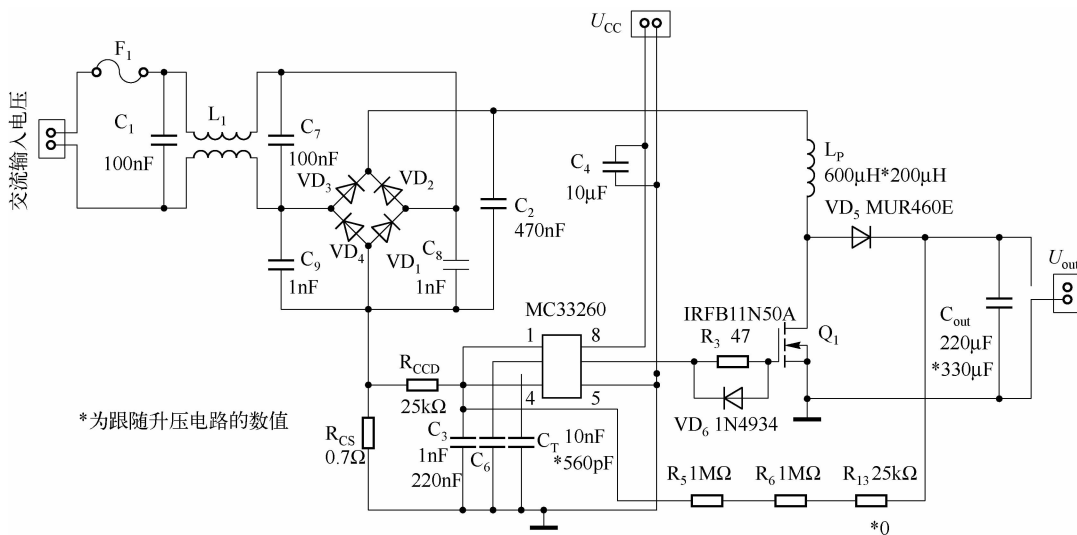


图 3-16 MC33260 的传统升压和跟随升压电路图

$$L_p = \frac{2 \times T_{\text{total}} \left(\frac{U_{\text{out}}}{\sqrt{2}} \times U_{\text{inmin}} \right)}{U_{\text{out}} \times I_{\text{coil-pk}}} = 607 \text{ (}\mu\text{H)}$$

对于跟随升压，有

$$L_p = \frac{2 \times T_{\text{total}} \left(\frac{U_{\text{out}}}{\sqrt{2}} \times U_{\text{inmin}} \right)}{U_{\text{out}} \times I_{\text{coil-pk}}} = 200 \text{ (}\mu\text{H)}$$

另一种设计准则是考虑 CRM 中的大电流纹波，因为在大电流纹波下，磁芯磁通的变化范围大于 CCM 模式下的范围。较大的磁通变化范围会导致较大的磁芯损耗，以至于不能使用铁粉等作为磁芯材料。

4) 功率开关

应该仔细选择功率开关 Q_1 以避免高功率损耗。损耗通常取决于开关频率、均方根电流、占空比和上升下降时间。这些损耗分为两种类型：导通损耗和开关损耗。对于 CRM 工作模式，MOSFET 导通时的开关损耗已被最小化，这是因为电流在 MOSFET 导通时为零。因此，设计重点应放在如何将导通损耗最小化。因此，功率开关的选择过程基于三个关键的参数：晶体管的均方根电流、漏-源电压和导通电阻 ($R_{\text{DS(on)}}$)。开关电流的均方根 (RMS) 值可以通过对如下方程式中整个周期的开关电流平方取平均得到：

$$I_Q = \sqrt{\frac{1}{6} \times \frac{4\sqrt{2} U_{\text{inmin}}}{9 \times \pi \times U_{\text{out}}}} \times I_{\text{coil-pk}} \quad (3-44)$$

一旦确定该值，功率耗散可以根据所选 MOSFET 的 $R_{\text{DS(on)}}$ 来计算。出于实用的原因，在传统和跟随升压电路中使用了相同功率的 MOSFET (Q_1)，但是跟随升压电路中的导电损耗实际上低于传统升压中的导电损耗。跟随升压具有更长的关断时间，这便导致了更小的开关占空比和更低的导电损耗，从而有助于通过减小功率开关的尺寸和成本来降低系统成本。



5) 输出整流器

应根据反向电压、正向电流和估计的功率预算来选择输出二极管。CRM 工作模式大大简化了二极管的工作和选择，因为在这里反向恢复时间并不重要。换句话说，其选择过程更多地取决于应用。在本设计实例中选择了安森美半导体的 MUR460E 超快速整流器。选择一个超快速二极管有助于减小 MOSFET 的热应力。

6) 输出电容

选择输出电容 C_{out} 是一个重要的设计步骤，其电容值由输出电压、输出纹波电压和需要存储的能量决定。通常要求输出电容的电压额定值为 400V 或更高。与电容需要存储的能量有关的一个重要因素是系统的保持时间要求。一般来说，保持时间的范围是 16 ~ 50ms，大多数工业要求是 20ms。传统升压的最小输出电压 (U_{outmin}) 是 280V，而跟随升压是 150V。这里已考虑了 PFC 预调节器为维持输出负载而允许输出电压下降的最小电压。换句话说，需要存储多少能量取决于能量方程：能量 = 功率 × 时间，其中功率 = 150W（输出功率），而时间 = 20ms（保持时间）。

欲解以上能量方程式， C_{out} 需要存储 3J。通过重新排列式 (3-45) 可以容易地解出 C_{out} ：

$$\Delta U = U_1 - U_2 = \frac{1}{2} C_{out} (U_{out}^2 - U_{outmin}^2) \quad (3-45)$$

传统升压专为 400V 的输出电压而设计，而跟随升压专为 200 ~ 400V 的输出电压而设计，则对于传统升压，有

$$C_{out} = \frac{2 \times \Delta U}{U_{out}^2 - U_{outmin}^2} = \frac{2 \times 3}{400^2 - 280^2} = 74 (\mu F)$$

对于跟随升压，有

$$C_{out} = \frac{2 \times \Delta U}{U_{out}^2 - U_{outmin}^2} = \frac{2 \times 3}{200^2 - 150^2} = 342 (\mu F)$$

在最坏情况方案下的跟随升压中，最小输出电压越小， C_{out} 就越大。例如，选择 C_{out} 使得在低输入电压时 U_{out} 等于 200V，这样便可以得到跟随升压解决方案的部分优点，而不需要非常大的电容来达到保持时间要求。选择中等水平 U_{outmin} 的一个独特优点是它对 DC/DC 变换器的性能没有明显的限制。如果 DC/DC 变换器必须在大输入范围内工作，则其效率将大大受到限制。两种变换器的计算电容值各自为 74 μF 和 342 μF 。传统升压有大量输出纹波电压，这会让器件进入过压保护。因此，必须使用一个 220 μF 的电容。为了避免 C_{out} 的尺寸过大，必须进一步对反馈引脚进行滤波，这有助于避免触发 OVP。计算的电容值在各个方面均有折中，而且在这种情况下，传统和跟随升压的主要折中在于 C_{out} 的尺寸和成本。

7) 电流检测

在电路中将电流检测电阻 (R_{CS}) 和二极管桥式整流器串联，电流检测模块将电感电流转换为一个负电压，这个负电压通过过流保护电阻 (R_{OCP}) 施加到电流检测电路上。只要 R_{OCP} 上的电压低于 -60mV，内部电流检测比较器便会复位 PWM 栓锁，由它迫使栅极驱动信号为低电平。在这种情况下，MOSFET 断开。这是一种特别有价值的保护方案。以下方程式有助于选择 R_{CS} 和 R_{OCP} 。

R_{CS} 的耗散功率为

$$P_{CS} = \frac{1}{6} \times R_{CS} \times I_{coil-pk}^2 \quad (3-46)$$

过流保护电阻为

$$R_{OCP} = \frac{R_{CS} \times I_{coil-pk}}{I_{OCP}} \quad (3-47)$$

R_{CS} 的功率耗散必须小些, 本例从现有的零件中选择了 0.7Ω 。但推荐使用 0.5Ω 的 R_{CS} 以便保持低功率耗散。

6. 设计实例4 (500W 功率因数校正电路)

MC34262 系列 PFC 控制芯片在 APFC 电路中的实际应用电路如图 3-17 所示, 该系统的主要技术要求为

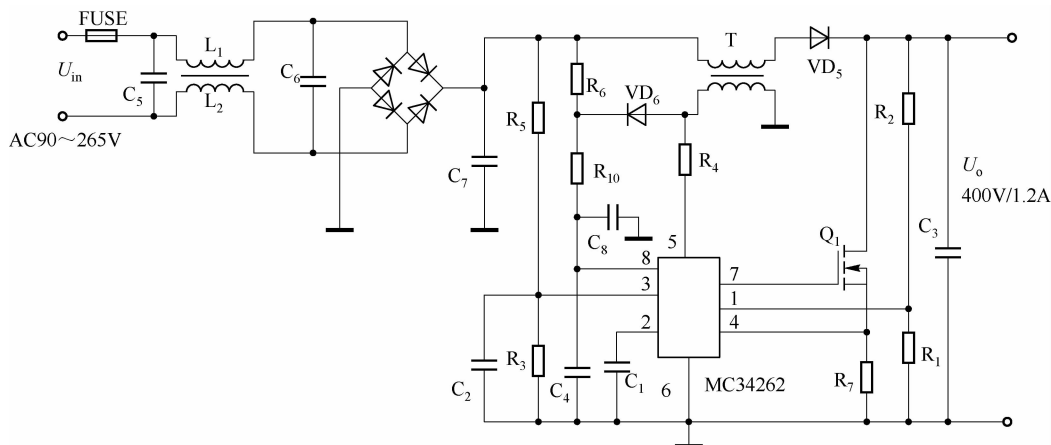


图 3-17 MC34262 系列 PFC 控制芯片在 APFC 电路中的实际应用电路

- (1) 输入电网电压范围为 AC 90 ~ 265V;
- (2) 输出直流电压为 DC 400V;
- (3) 输出功率为 500W。

根据上述要求, 先计算出 APFC 电路的主要元件参数。

1) 电感 L 中的峰值电流 I_{LP}

电感 L 中的峰值电流 I_{LP} 按下式计算:

$$I_{LP} = \frac{2\sqrt{2}P_o}{\eta U_{AC(L)}} \quad (3-48)$$

式中, P_o 为要求的输出功率, 取 500W; η 为变换器的效率, 取 0.92; $U_{AC(L)}$ 为最低的电网输入电压, 取 90V。

则有

$$I_{LP} = \frac{2\sqrt{2} \times 500}{0.92 \times 90} \approx 17(A)$$

考虑到开关管的耐压应降额 75% 使用, 若升压变换器的输出电压为 400V, 则应选用耐压至少为 500V 的开关管, 而电流应大于峰值电感电流。

2) 电感 L 的计算

电感 L 的值按下式计算:

$$L = T \frac{\left[\frac{U_o}{\sqrt{2}} - U_{AC(L)} \right] \eta U_{AC(L)}^2}{\sqrt{2} U_o P_o} \quad (3-49)$$

式中, T 为开关脉冲周期, 当输入电网电压的范围为 AC90 ~ 265V 时, T 的取值为 40 μ s。

此时有

$$L = 40 \frac{\left[\frac{400}{\sqrt{2}} - 90 \right] \times 0.92 \times 90^2}{\sqrt{2} \times 400 \times 500} \approx 200 (\mu\text{H})$$

3) R_1 及 R_2 的计算

$$U_o = U_{\text{ref}} \left[\frac{R_2}{R_1} + 1 \right] \quad (3-50)$$

式中, U_{ref} 为芯片内部提供的基准电压, 取值为 2.5V。

根据式 (3-50), 有

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{U_o}{U_{\text{ref}}} - 1 = \frac{400}{2.5} - 1 = 159$$

令 $R_2 = 1.8\text{M}\Omega$, 则有 $R_1 = 11\text{k}\Omega$ 。

4) 过流电阻 R_7 的计算

当输入电网电压的范围为 AC90 ~ 265V 时, 令电流取样电压 $U_{\text{CS}} = 1\text{V}$, 且必须小于 1.4V, 此时有

$$U_{\text{CS}} = R_7 I_{\text{LP}} \quad (3-51)$$

则有 $R_7 = U_{\text{CS}} / I_{\text{LP}} = 1/17 = 0.06 (\Omega)$, 取 $R_7 = 0.062\Omega/3\text{W}$ 。

5) R_3 及 R_5 的计算

令倍增器的输入电压 $U_{\text{M}} = 3\text{V}$, 则有

$$U_{\text{M}} = \frac{\sqrt{2} U_{\text{AC(H)}}}{\frac{R_5}{R_3} + 1} \quad (3-52)$$

式中, $U_{\text{AC(H)}}$ 为电网的最高输入电压, 265V。

由式 (3-52) 得

$$\frac{R_5}{R_3} = \frac{\sqrt{2} U_{\text{AC(H)}}}{U_{\text{M}}} - 1 = \frac{\sqrt{2} \times 265}{3} - 1 \approx 124$$

令 $R_5 = 1.2\text{M}\Omega$, 则有 $R_3 = 10\text{k}\Omega$ 。



3.5 基于 NCP1650/1 的 PFC 电路设计实例

1. 基于 NCP1650 的 PFC 电路设计实例

NCP1650 能控制千瓦级的 PFC 变换器。除了具有优异的功率因数之外, 此芯片还可在

连续模式和不连续模式下以固定频率工作。它有多种保护特性,包括瞬时电流限制、平均电流限制和有效功率限制。它在使用频率范围为 50 ~ 60Hz 及电压范围为 85 ~ 265V_{rms} 时可提供 400V 良好的稳压输出。它是完全独立的,包括高压启动电路及独立于升压电感工作的偏置电源。

在电源设计中越来越关注如何使产品符合政府颁布的能源规定, NCP1650 正是为此设计的。在 IEC1000-3-2 中要求在功率额定值为 75W 或更高的电源中使用 PFC 预变换器。基于 NCP1650 的功率因数电路可在通用输入下工作,并提供 1000W 的输出功率。对这一设计可进行比例变换,以提供高达 5.0kW 的输出功率。为了开展设计,必须首先规定电路的基本规格。这些规格将决定电路元件的主要属性,即电感尺寸、MOSFET、输出整流器和输出二极管的选择等。下面所给公式适用于连续导电模式 (CCM),这是该拓扑优先选用的工作模式 [NCP1650 也可工作在不连续导电模式 (DCM) 下]。

1) 电感

电感的选择采用迭代法,由峰值电流、工作模式 (CCM: 恒流; DCM: 不连续; CRM: 临界导电)、纹波电流、输出纹波电压、元件应力和损耗及 PCB 面积决定。设计中的大多数参数为相反变化,即相互之间是矛盾的,因此优化电感设计时需要进行一些折中。电路设计中的参数对于满足设计要求更重要。电感值 L 的一级近似可用以下方程求得:

$$L = \frac{U_{\text{inmin}}^2 \times T}{2 \times 1\% \times P_{\text{outmax}} \times \eta} \left(1 - \frac{\sqrt{2} \times U_{\text{inmin}}}{U_{\text{out}}} \right) \quad (3-53)$$

式中, L 为电感值; U_{inmin} 为最小工作线路电压; P_{outmax} 为最大额定输出功率; T 为周期; U_{out} 为额定稳压输出电压; 1% 为可允许的纹波电流峰-峰值和电感中的峰值电流的比 (一般为 20% ~ 40%); η 为效率。

如图 3-18 所示为推荐的电感值与纹波电流的函数关系,有助于根据允许的纹波电流确定电感的范围。推荐使用灰色阴影内,即输入电流纹波为 20% ~ 40% 范围内的电感值。

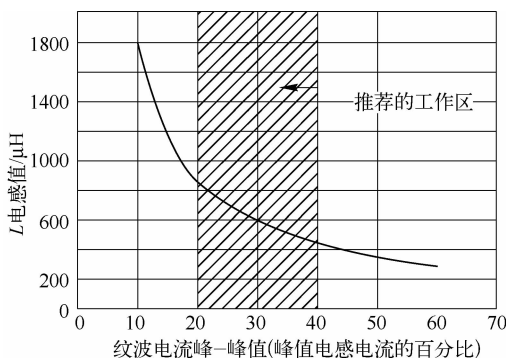


图 3-18 推荐的电感值与纹波电流的函数关系

通过调整 L 的值可以将纹波电流最小化,同时将其限制在一个合理的尺寸可以减小 PCB 的面积。通常,最大纹波电流的峰-峰值为峰值电感电流的 20% ~ 40% 是可以接受的。选用最小的推荐电感值可以减小电感的尺寸,但会导致较大的开关峰值电流、纹波电流和输出纹波电压。因此,需要较大的 MOSFET 和输出电容来处理较高的元件应力。较小的电感值也迫使 MOSFET 在高输入电压条件下工作在不连续模式下,这就提高了对输入滤波器



的要求，增加了元件上的应力和总谐波失真（THD）水平。

选用最大推荐电感值来使元件应力最小化并确保所设计的电路在连续导电模式下的运行，要达到这一点，PCB 面积将很大，电感成本将是昂贵的。较大的电感值也导致了较高的绕组损耗。基于 Excel 电子表格，可以用不同的 L 值来进行快速试验，并观察其对设计参数所产生的影响。

2) 功率开关

功率 MOSFET 的选择基于最大的漏 - 源电压 U_{DS} 和最大开关电流， U_{DS} 由 PFC 预调节器的输入电压决定。最大开关电流与电感峰值电流相同，电感峰值电流是最大线路电流和容许纹波电流的函数，它发生在低输入电压的峰值处，此时电流值最大，如图 3-19 所示（图中上面和下面的波形分别表示电流纹波的包络，中间的波形表示平均输入电流）。

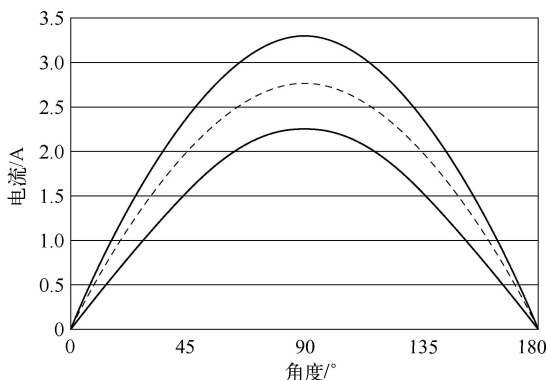


图 3-19 峰值和平均线路电流与角度的关系

峰值电流为平均输入电流波形峰值和电流纹波峰 - 峰值一半的和，即

$$I_{pk} = \frac{\sqrt{2} \times P_{in}}{U_{in}} + \frac{1\%}{2} \left(\frac{\sqrt{2} \times P_{in}}{U_{in}} \right) \quad (3-54)$$

最高的峰值电流发生在低输入电压和满负载条件下。为了减小开关损耗和导电损耗，应选择栅极电荷少、电容小和 $R_{DS(on)}$ 小的 MOSFET。

3) 输出整流器

必须慎重选择输出整流器，以减小功率损耗和提高效率。要考虑的最重要的参数是二极管正向电流 I_F 、反向电压 U_R 和最大反向恢复时间 t_{rr} 。二极管必须能够承受为负载供电所需的大电流，并能承受高反向电压而不致被烧毁。 I_F 应高于电感电流峰值，而且 U_R 应大于 U_{out} 与输出电压纹波之和。二极管的平均电流可以通过 Excel 电子表格来计算。二极管的峰值电流等于电感峰值电流，并且应对非重复二极管峰值正向电流额定值 I_{FSM} 做相应的选择。输出整流器的功率耗散可通过 Excel 电子表格来计算。如果已知由制造商提供的输出二极管的正向电压和反向恢复时间，则采用设计辅助工具就可计算出反向恢复损耗、导电损耗和整流器的总损耗。

在 100kHz 时，开关损耗变大。选用一个反向恢复时间小的二极管，如安森美半导体的超快速 MUR 系列二极管将有助于降低开关损耗，并且应使用低正向电压降以使导电损耗最小化。

4) 输出电容

输出电容应根据其电压额定值和电容值来选择。电压额定值取决于预变换器电路的输出

电压；电容值则取决于容许的输出电压纹波水平和停止充电情况下的保持时间。输出电压纹波水平一般根据 DC/DC 变换器输入要求进行设置， $U_{\text{out}} - U_{\text{ripple}}$ 必须大于 DC/DC 变换器所要求的最小输入电压。

一般的电源都要求达到一个最小保持时间以防止电源失电，因为在失电期间电源必须能够保持它的负载输出。20ms 的保持时间是业内可接受的标准，20ms 保持时间所需要的最小电容可按下式计算：

$$C_{\text{out}} = \frac{2 \times P_{\text{out}} \times t_{\text{hold}}}{U_{\text{out}}^2 - U_{\text{outmin}}^2} \quad (3-55)$$

式中， t_{hold} 是最小保持时间； U_{outmin} 是使 C_{out} 可以在 20ms 的时间内放电所需达到的最小输出电压。

同样，最小输出电压由 DC/DC 变换器为保持其负载所需要的最小输入电压决定。最后，在为设计选择合适的电容时，必须考虑流过电容的最大均方根电流值。假设负载为恒定直流电阻，则均方根电流可以按如下公式计算：

$$I_{\text{Crms}} = \sqrt{\left[\frac{32 \times \sqrt{2} \times P_{\text{in}}^2}{9 \times \pi \times U_{\text{in}} \times U_{\text{out}}} - \left(\frac{U_{\text{out}}}{R_{\text{load}}} \right)^2 \right]} \quad (3-56)$$

在使用非电阻负载的情况下， $U_{\text{out}}/R_{\text{load}}$ 可以用均方根输出电流来替代，但不能超过电容电流和功率的额定值。

为了减小功率耗散，需要注意的是要使电容的 ESR (Equivalent Series Resistance, 等效串联电阻) 最小化。如果布局允许，并联多个电容不失为一个好方法，这也有助于在不同电容之间分配均方根电流和功率耗散，以选择更低的电流额定值，从而可以使用更小的器件。

5) 设计实例

基于 NCP1650 的功率因数校正电路如图 3-20 所示，下面以该电路为例介绍功率因数校正器的电路设计。现规定设计指标如下： $U_{\text{min}} = 85\text{V}$ ， $U_{\text{max}} = 265\text{V}$ ， $f = 100\text{kHz}$ ， $U_o = 400\text{V}$ ，最大输出功率 $P_{\text{OM}} = 1\text{kW}$ ；要求开关纹波电流与线电流的百分比为 30%。

(1) 计算电感 L 。其计算公式为

$$L = \frac{U^2}{2 \times 30\% f \times P_{\text{OM}}} \left(1 - \frac{\sqrt{2} U}{U_o} \right) \quad (3-57)$$

利用式 (3-57) 不难算出，当 $U = U_{\text{min}} = 85\text{V}$ 时， $L = 84\mu\text{H}$ ；当 $U = U_{\text{max}} = 265\text{V}$ 时， $L = 176\mu\text{H}$ 。应根据实际电压范围来确定合适的电感量。尽管 L 的电感量很小，但其所通过的输入电流很大。最大峰值输入电流由下式决定：

$$i_{\text{L(max)}} = \frac{\sqrt{2} P_{\text{OM}}}{U} \quad (3-58)$$

最大峰值电流出现在低压供电 ($U = U_{\text{min}}$) 和满负荷的情况下，此时 $i_{\text{L(max)}} = 16.6\text{A}$ ，电感器中的有效值电流为 11.8A。这些数据可供选择电感器线径时参考。

(2) 计算交流分压器。最大输入电压的峰值为 $U_{\text{L}} = \sqrt{2} U_{\text{max}}$ ， U_{L} 经过 R_4 、 R_5 分压后得到 U_1 ，加至 5 脚上。令交流分压比为 k_{ac} ，有关系式：

$$U_{1(\text{max})} = k_{\text{ac}} U_{\text{L}} = \left(\frac{R_5}{R_4 + R_5} \right) \sqrt{2} U_{\text{max}} = 3.75 \text{ (V)} \quad (3-59)$$

R_5 、 R_4 采用 0.5W 的金属膜电阻。 R_4 的实际功率可按 0.25W 进行估算，即

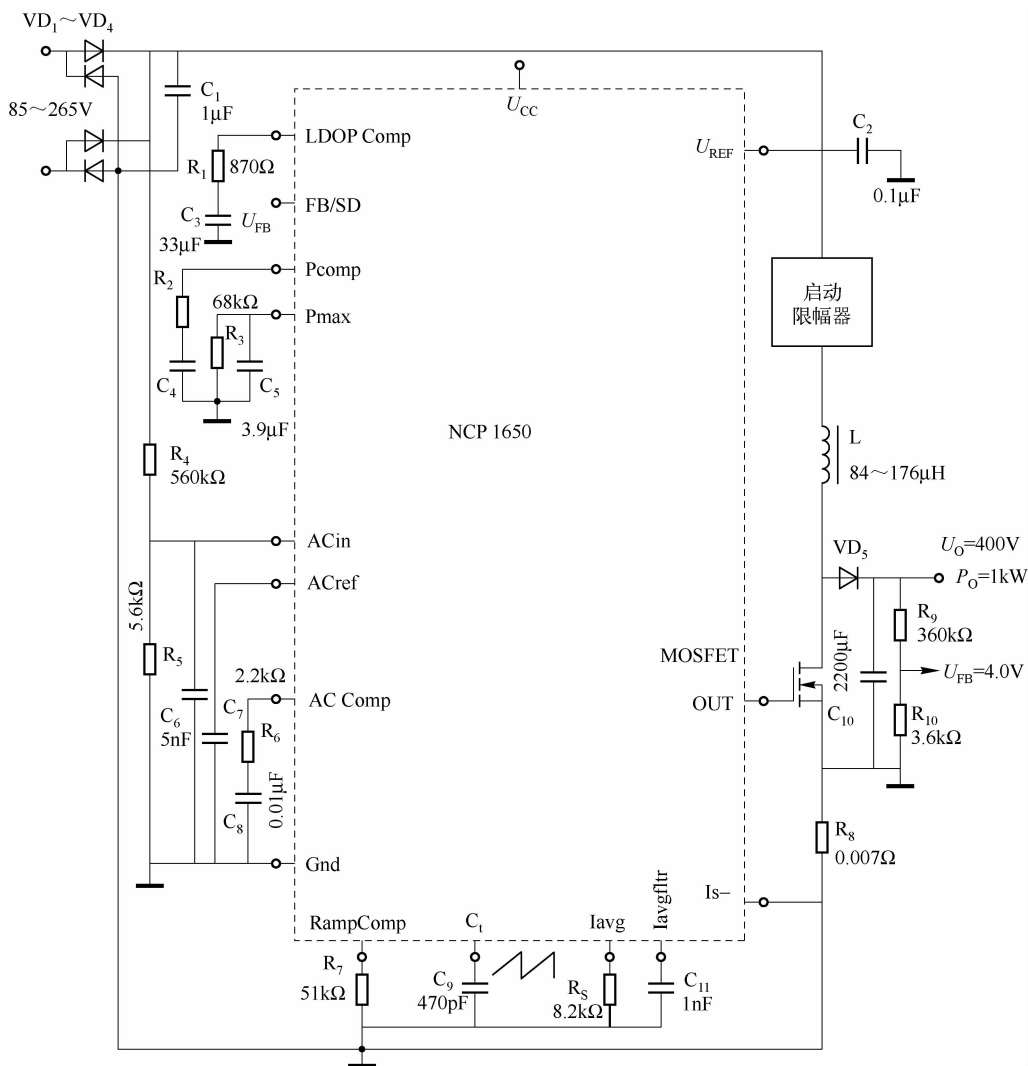


图 3-20 基于 NCP1650 的功率因数校正电路

$$P_{R4} = (\sqrt{2}U_{\max} - U_{1(\max)})^2 / R_4 = (375 - 3.75)^2 / R_4 = 0.25 \text{ (W)}$$

从中可以解出 $R_4 = 551\text{k}\Omega$ ，实选 $560\text{k}\Omega$ 标称电阻。再把 R_4 的值代入式 (3-59) 中即可求出 $R_5 = 5.6\text{k}\Omega$ 。

(3) 计算输入电流检测电阻 R_S 。其计算公式为

$$R_S = 0.25 \left(\frac{\sqrt{2} \times P_{\text{OM}}}{\eta \times U} + \frac{U \times t_{\text{ON}}}{\sqrt{2} \times L} + \frac{U_o \times t_{\text{ON}}}{3.76 \times L} \right) \quad (3-60)$$

式中， t_{ON} 为 MOSFET 的导通时间； η 为电源效率，%。

已知开关周期 $T = 1/f = 10\mu\text{s}$ ，则利用下式可计算出 t_{ON} ：

$$t_{\text{ON}} = T \left(1 - \frac{2U}{U_o} \right) \quad (3-61)$$

(4) 计算锯齿波补偿电阻 R_7 。为降低分布电感量， R_7 应采用非线绕电阻。其电阻值由下式确定：

$$R_7 = \frac{24L}{T \times U_o \times R_s} \quad (3-62)$$

(5) 确定电流定标电阻 R_8 及滤波电容 C_{11} 。电阻 R_8 能限制输入交流误差放大器的最大平均值电流, 使之在低电压、满负荷情况下输入交流误差放大器的电压低于 4.5V。设 PFC 的额定输入功率为 P_1 , 计算 R_8 的公式为

$$R_8 = \frac{318.2 \times P_1 \times R_s}{U_{\min}(4.5 - 1.06 \times U_{\min} \times k_{ac})} \quad (3-63)$$

C_{11} 为电流检测放大器的滤波电容, 该滤波器的极点频率由下式确定:

$$f_1 = 10.5 / C_{11} \quad (3-64)$$

式中, C_{11} 的单位是 nF; f_1 的单位是 kHz。

当开关频率为 100kHz, 电网频率为 50Hz 时, 可选 $f_1 = 10\text{kHz}$, 代入式 (3-64) 中可计算出 $C_{11} = 1\text{nF}$ 。

(6) 设定最大输入功率 P_{1M} 。PFC 的最大输入功率由 R_3 来设定, 两者存在下述关系式:

$$P_{1M} = \frac{U_s \times R_8}{3.75 \times k_{ac} \times R_3 \times R_s} \quad (3-65)$$

式中, U_s 为功率误差放大器的参考电压, $U_s = 2.5\text{V}$ 。

(7) 计算交流误差放大器频率补偿元件 R_6 和 C_8 。交流误差放大器的跨导 $g_m = 100\mu\text{s}$ (s 为西门子), 由 R_6 、 C_8 组成的串联电路就相当于负载。计算 R_6 、 C_8 的公式分别为

$$R_6 = \frac{R_8}{5.6 \times 10^4 \times g_m} \quad (3-66)$$

$$C_8 = \frac{1.59}{f \times R_6} \quad (3-67)$$

2. 基于 NCP1651 的 PFC 电路设计实例 1

NCP1651 为功率因数校正电路的设计提供了独特的替代方案, 基于 NCP1651 可控制工作在反激拓扑中的 PFC 电路。使用反激拓扑有几个主要的优点: 首先, 可以建立一个低压隔离次级输出, 虽然只有一个功率段, 但依然能获得较低的输入电流失真, 以及接近于 1 的功率因数 (和升压拓扑、DC/DC 变换器相比); 其次, 元件数量较少, 这就减小了电源的尺寸和成本。

一般 PFC 应用电路不采用反激方法, 因为它受到了明显的限制, 如偏高的输入峰值电流和开关电压额定值。NCP1651 内部提供了 PFC 控制器上常见的所有必需的特性, 以及一些不常有的特性。例如, NCP1651 具有一个高电压启动电路, 这样可在设计中直接将 NCP1651 的 16 脚连接到高压直流线上, 而不需要外加庞大而昂贵的启动电路。

电路通电之后, 可将高压 FET 偏置为一个电流源, 来提供启动电流。高电压启动电路启用后, 从经整流的交流线路吸收电流, 以对 U_{cc} 端的电容充电。当 U_{cc} 端的电容上的电压达到 UVLO 电路的导通点时 (额定值为 10.8V), 启动电路禁用, 而 PWM 电路启用。随着 NCP1651 的一个八分频计数器被预先设置为 7, 这就使得启动时, 该芯片在第一个周期内不工作。在第二个 U_{cc} 周期中, 计数器的数值为 8, 此时允许芯片启动。

除了提供 U_{cc} 端电容上的初始电荷以外, 启动电路也作为启动、过流和关机工作模式的定时器。芯片必须采用启动电路和电源变压器上的辅助绕组来进行偏置。若试图用固定电



压源来将芯片关断，则芯片将不能启动。

在关机模式下， U_{CC} 周期保持 7 个计数状态，直到去除关机信号为止。由此可进行重复、快速的重启。只要 U_{CC} 保持在 UVLO 欠压跳闸点以上，NPC1651 就保持工作。如果 U_{CC} 降至欠压跳闸点，NPC1651 的工作就被禁止，启动电路再次启用，并对 U_{CC} 端的电容充电直至达到导通电压水平。此时，启动电路将断开，而 NPC1651 将保持在关机模式。这一状态将持续 7 个周期。到了第 8 个周期，NPC1651 将再次工作。如果 U_{CC} 保持在欠压跳闸点以上，则只要单元不开始另一个 8 分频周期，NPC1651 就将继续工作。使用八分频计数器的目的在于减小 NPC1651 在过载状态下的功率耗散，以使其无限循环，而不会发生芯片过热。

U_{CC} 端的电容在充电到 9.8V 电平以前，输出电压能达到可使辅助电压保持在 UVLO 关断电平以上的水平这一点很关键。如果在电容电压减小到 UVLO 欠压关断电平之前，电感线圈产生的偏置电压无法超过关机电压，则单元将关机并进入八分频周期，而且永远不会启动。这种情况一旦发生，则必须增大 U_{CC} 端的电容值。

NCP1651 可以工作在连续或不连续导电模式下。以下分析有助于加深认识连续导电模式与不连续导电模式相比所具有的优势。两种导电模式将在下述条件下进行比较： $P_o = 90\text{W}$ ； $U_{in} = 85 \sim 265\text{V}_{\text{rms}}$ （在 85V_{rms} 输入条件下进行分析）；效率 = 80%； $P_{in} = 108\text{W}$ ； $U_o = 48\text{V}_{\text{dc}}$ ；频率 = 100kHz；变压器匝数比 $n = 4$ 。

1) 连续工作模式 (CCM)

为了迫使电感电流在大部分输入电压范围内 ($85 \sim 265\text{V}_{\text{ac}}$) 连续，初级电感 L_p 必须至少为 1.0mH。图 3-21 显示了反激变压器初级绕组上的典型电流波形。在开关导通阶段，此电流流过初级；在关断期间，它则流过次级。因此，峰值电流可以计算如下：

$$I_{pk} = I_{avg} + \frac{1.414 \times U_{in} \sin\theta \times T_{on}^2}{L_p} \quad (3-68)$$

其中，

$$I_{avg} = \frac{1.414 \times P_{in}}{U_{in} \sin\theta} \quad (3-69)$$

$$T_{on} = \frac{T}{\frac{N_s}{N_p} \left(\frac{1.414 \times U_{in} \sin\theta}{U_o} \right) + 1} \quad (3-70)$$

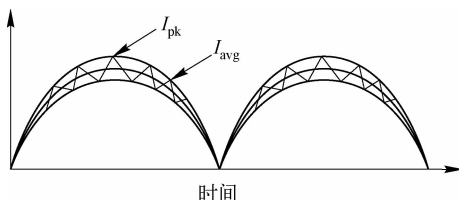


图 3-21 反激变压器初级绕组上的典型电流波形

对于所选的工作状态，有

$$T_{on} = 6.15\mu\text{s}$$

$$I_{pk} = \frac{1.414 \times 113}{85 \sin\theta} + \frac{1.414 \times 85 \times 6.15^2}{1} = 3.35 \text{ (A)}$$

对变换器的分析表明其工作在 CCM 模式时的峰值电流为 3.35A。

2) 不连续导电模式 (DCM)

在不连续导电模式下,电感电流在开关周期结束之前降到零,如图 3-22 所示。为了确保 DCM, L_p 需要减小到大约 100 μ H。峰值电流可以计算如下:

$$I_{pk} = \frac{1.414 \times U_{in} \sin \theta \times T_{on}}{L_p} \quad (3-71)$$

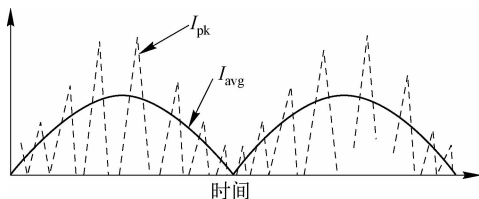


图 3-22 不连续导电模式的电感电流波形

对于所选的工作状态,在 $T_{on} = 5.16\mu s$ 时,有

$$I_{pk} = \frac{1.414 \times 85 \sin 90^\circ \times 5.18}{100}$$

结果表明,工作在连续导电模式时的反激变换器的峰值电流,大约是工作在不连续导电模式时的反激变换器峰值电流的一半。由于变换器工作在 CCM 模式时的峰值电流较小,所以减小了反激 MOSFET 中的导电损耗。

3) 电流谐波分析

变换器在 DCM 模式运行的第二个结果是与 CCM 相比,其具有较大的输入电流失真和电磁干扰 (EMI),而功率因数则较低。虽然可以对较高的峰值电流进行滤波,以产生相同的性能结果,但这需要一个较大的输入滤波器。在一些应用中,为满足 IEC1000-3-2 的要求,需要使用 EMI 滤波器,而谐波电流水平会影响输入 EMI 滤波器的尺寸。在 SPICEFFT 模型中未加前端滤波器,因此可直接对分析结果进行比较。在 100kHz 开关频率下,开关器件的电流为 260mA,而二次谐波 (200kHz) 为 55mA,如图 3-23 所示。在 100kHz 处,FFT 为 2.8A,而二次谐波 (200kHz) 为 700mA,如图 3-24 所示。

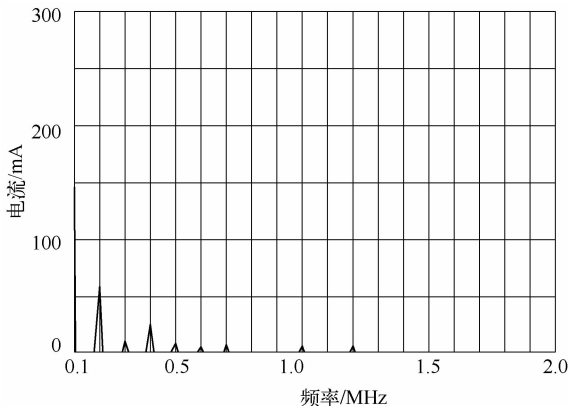


图 3-23 连续导电模式的 FFT

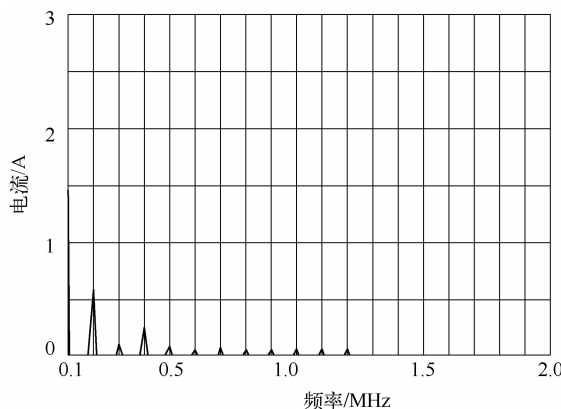


图 3-24 不连续导电模式的 FFT

从分析结果可以明显看出，与工作在 DCM 模式时的反激 PFC 变换器相比，工作在 CCM 模式时的反激 PFC 变换器的峰值电流是其一半，基频（100kHz）谐波电流是其十分之一。该结果表明 MOSFET 和次级整流二极管的导电损耗较低，而且输入 EMI 滤波器较小。CCM 模式的缺点在于：反激变压器较大，因为所需的初级电感较大；而且由于漏感能量必须在控制器关断期间被吸收，所以漏感对效率的影响较大。DCM 模式的一些优点包括：开关损耗较小，因为电流在下一个开关周期到来之前已降为零；变压器较小；一般而言，较小的变压器，其漏感也会较小，并且阻尼器需吸收的能量也较少。

4) 变压器匝数比

反激变压器的匝数比将影响次级侧峰值电流、控制器关断时的 MOSFET 漏 - 源电压 (U_{DS})、变压器漏感。次级峰值电流为

$$\text{次级峰值电流} = I_{\text{pkprim}} \times n \quad (3-72)$$

式中， n 是变压器匝数比， $n=4$ 。

对 CCM 和 DCM 进行比较分析，次级峰值电流如下。

CCM 模式：次级峰值电流 $= 3.34 \times 4 = 13.4 \text{ A}$ 。

DCM 模式：次级峰值电流 $= 6.23 \times 4 = 24.9 \text{ A}$ 。

从分析中可以清楚地看到，匝数比越高，相应的次级侧峰值电流也越大，从而导致输出整流器中的导电损耗增大。匝数比所影响的第二个参数为 MOSFET 的 U_{DS} 。关断时的 MOSFET 的 U_{DS} 为

$$U_{DS} = U_{\text{inmax}} \times 1.414 + (U_o + U_f) n + U_{\text{spike}} \quad (3-73)$$

式中， $U_{\text{inmax}} = 265 \text{ Vrms}$ ； U_o 为输出电压； U_f 为输出二极管的正向压降； U_{spike} 为变压器漏感产生的电压脉冲尖峰。

式 (3-73) 中的匝数比决定了反射到初级的输出电压 $(U_o + U_f) n$ 。另一个受到匝数比影响的参数是变压器漏感，而它影响了 U_{spike} 。漏感和变压器的初级与次级之间的耦合有关，当匝数比增大时，变压器上的匝数将增加，因此在设计中需对磁芯尺寸的选择和绕组设计进行综合考虑，否则将导致较大的漏感。

为了减小漏感，应使用绕组窗口宽的磁芯，这样可以减少初级和次级的层数。另外，初级和次级绕组交错会增加耦合。一个实例有助于说明这一点：在某应用中，变压器初级

需要 74 匝（两层），次级需要 19 匝（单层）。第一个变压器绕了 45 匝初级，然后再绕 19 匝次级，最后绕余下的 29 匝初级，结果测得漏感为 $9.0\mu\text{H}$ 。第二个变压器先将全部的 74 匝初级绕上（两层），然后再绕 19 匝次级，测得的漏感增加到 $37\mu\text{H}$ 。漏感增大的原因在于初级和次级的耦合变差。一旦漏感减小，可证明，关断时的脉冲尖峰（ U_{spike} ）不会超过 MOSFET 的 U_{DS} 。在应用中，MOSFET 的 U_{DS} 的额定值为 800V，以便在最差条件下为 U_{DS} 提供至少 100V 的安全裕量：

$$\begin{aligned} U_{\text{spike}} &= U_{\text{DS}} - U_{\text{margin}} \times U_{\text{inmax}} \times 1.414 - (U_o + U_f) \\ &= 800 - 100 - 265 \times 1.414 - (48 + 0.7) \times 4 = 130(\text{V}) \end{aligned}$$

在应用中，阻尼电路将 MOSFET 的 U_{DS} 限制在 130V。存储在变压器漏感中的能量为

$$E = I_e \times I_{\text{pk}} \quad (3-74)$$

以上分析了变压器匝数比对 PFC 的次级侧峰值电流和关断时的 MOSFET 的 U_{DS} 所产生的影响，对匝数比、初级电感和占空比进行折中时需要格外仔细考虑。

5) 输出电压纹波

将反激拓扑用于 PFC 的第二个原因是考虑到输出电压纹波（在变压器次级）包含两个分量，即与反激变换器有关的传统高频纹波，以及经整流的线路频率纹波（100Hz 或 120Hz）。高频纹波可按以下几式进行计算：

$$\Delta U = \sqrt{\Delta U_{\text{cap}}^2 + U_{\text{esr}}^2} \quad (3-75)$$

$$\Delta U_{\text{cap}} = \frac{I_{\text{oavg}} \times d_t}{C_o} \quad (3-76)$$

$$I_{\text{oavg}} = \frac{I_{\text{pk}} + I_{\text{ped}}}{2} \quad (3-77)$$

式中， I_{pk} 为峰值电流（次级）（13.38A_{pk}）； I_{ped} 为次级电流（10.5A_{pk}）； C_o 为输出电容（总共 3000 μF ）； $d_t = T_{\text{off}}$ （3.92 μs ）。

$$\Delta U_{\text{esr}} = I_{\text{pk}} \times e_{\text{sr}} = 13.38 \times 0.015 = 0.202(\text{V})$$

$$\Delta U_{\text{cap}} = \frac{\frac{13.38 + 10.5}{2}}{3000} \times 3.92 = 0.056(\text{V})$$

式中， e_{sr} 为输出电容等效串联电阻（0.015 Ω ）。

解式（3-75）得输出的高频纹波分量为

$$\Delta U = \sqrt{0.056^2 + 0.202^2} = 0.2(\text{V})$$

纹波的低频部分为

$$\Delta U = \frac{I_{\text{pk}} \times d_t}{C_o} \quad (3-78)$$

$$I_{\text{avg}} = \frac{P_o}{U_o} \quad (3-79)$$

$$I_{\text{pk}} = \frac{I_{\text{avg}}}{0.637} \quad (3-80)$$

解得

$$I_{\text{pk}} = \frac{90}{48 \times 0.637} = 2.95(\text{A})$$

如果输出电压纹波在一个周期（180°）内以 10°为间隔进行等分，则正弦纹波电压和相



位角之间的关系为

$$\Delta U = \frac{\frac{P_o}{0.637 \times U_o \sin \theta}}{C_o \times 18 \times f_{\text{line}}} \quad (3-81)$$

欲计算总输出电压纹波 $U_{\text{ripple-total}}$ ，其值为式 (3-75) 与式 (3-81) 的和，即

$$\Delta U_{\text{ripple-total}} = \sqrt{\Delta U_{\text{cap}}^2 + \Delta U_{\text{esr}}^2} + \frac{\frac{P_o}{0.637 \times U_o \sin \theta}}{C_o \times 18 \times f_{\text{line}}} \quad (3-82)$$

在图 3-25 中画出了输出电压纹波和相位角之间的函数关系。该图表明，只要使用 e_{sr} 小的电容，输出纹波就由低频纹波（100Hz 或 120Hz）决定。

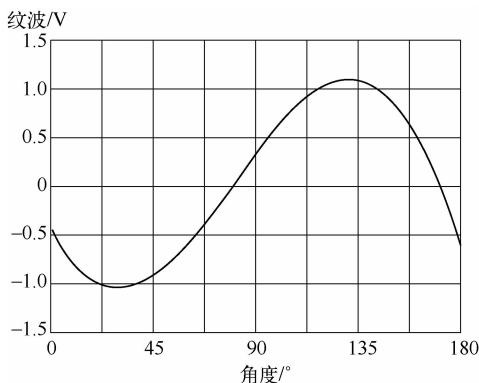


图 3-25 输出电压纹波和相位角之间的函数关系

6) 保持时间

如果次级输出电压用于分布式母线，则设计中需要根据保持时间而不是纹波来计算输出电容的大小。根据保持时间，可以按下式计算输出电容：

$$C_o = \frac{2 \times P_o \times t_h}{U_{\text{nom}}^2 + U_{\text{min}}^2} \quad (3-83)$$

式中， P_o 为最大输出功率； t_h 为所需的保持时间（选择了 60Hz 输入电压的一个周期 16.67ms）； U_{nom} 为额定 48V_{dc} 输出； $U_{\text{min}} = 36\text{V}_{\text{dc}}$ 。

解得

$$C_o = \frac{2 \times 90 \times 16.67}{48^2 + 36^2} = 3000 (\mu\text{F})$$

在以上根据输出电压纹波和保持时间进行的计算中，均得出了相同的输出电容值。基于 NCP1651 设计的工作在 CCM 模式的 PFC 电路原理图如图 3-26 所示。

3. 基于 NCP1651 的 PFC 电路设计实例 2

本设计为基于 NCP1651 控制器的 90W 通用输入反激功率因数校正（PFC）变换器。NCP1651 可以构成一个低成本的单段（带低压隔离输出）PFC 变换器。设计的输出电压为 48V_{dc}，输出电流为 1.9A，而且 NCP1651 被设计成工作在反激变换器拓扑、固定频率、连续导电模式（CCM）或不连续导电模式（DCM）下。基于 NCP1651 的 PFC 电路如图 3-27 所示。

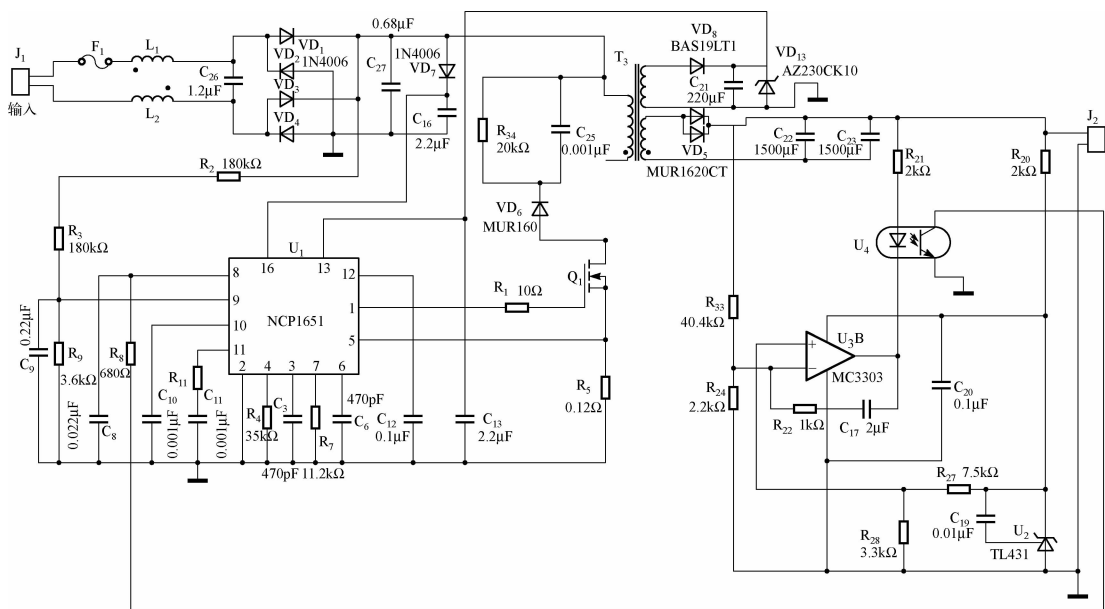


图 3-26 基于 NCP1651 设计的工作在 CCM 模式的 PFC 电路原理图

1) 电路特性

- (1) 输入电压范围宽 ($85 \sim 265V_{ac}$)。
- (2) 电隔离。
- (3) 初级侧逐周期和平均电流限制。
- (4) 次级侧功率限制。
- (5) 高电压启动电路。

2) 电压调节电路

对于反激拓扑, 输出和输入由电源变压器隔离, 输出电压调节可以用两种方法来实现: 第一种也是最简单的方法是检测辅助绕组的初级侧电压, 这就不需要加入反馈隔离电路, 但会影响稳压和电流检测的精度; 第二种方法比较复杂, 是检测次级侧电压, 它能提供更好的稳压效果和瞬态响应性能。

如图 3-27 所示的电路在次级使用了四运算放大器来执行多种功能, 放大器的一部分被用做误差放大器。由 R_{23} 、 R_{24} 、 R_{25} 和 R_{33} 组成的分压器将检测输出电压并将其分压至 $2.5V$ 。检测到的输出电压被施加到误差放大器的反相输入端, 而 $2.5V$ 参考电压被施加到误差放大器的同相输入端。

误差放大器的输出驱动光耦合器的 LED。变压器初级侧的光耦合器电路由引脚 8 输入电流, 这将改变进入为参考乘法器馈电的电压-电流变换器的电压。电压调节电路的工作如下: 如果输出电压小于它的额定值, 则分压器输出端的电压 (到误差放大器的反相输入端) 将小于误差放大器同相输入端的参考信号, 这会使误差放大器的输出增大, 误差放大器的输出增大引起光耦合器 LED 的导通电流变小, 从而减小光耦合器光电晶体管的电流, 这将提高芯片引脚 8 的电压, 从而加大参考乘法器的输出, 使 NCP1651 的占空比增大。



图 3-27 基于NCP1651的PFC电路

电流整形网络由交流误差放大器、缓冲器和电流检测放大器组成,这个网络迫使平均输入电流保持为与引脚10上的电流参考成比例。提高参考电压会使电流整形网络吸收更多的输入电流,当它流过变压器时便会加大输出电流,而电流增加会增大输出功率及输出电压。

3) 过冲/下冲电路

四运算放大器中的两个运算放大器被用做比较器,其中一个监视输出的过压状态,另一个监视欠压状态。分压器需要采用四个电阻(R_{33} 、 R_{23} 、 R_{24} 和 R_{25}),以便为两个比较器和误差放大器提供不同的分压比。

欠压比较器为光耦合器提供驱动,其输出一般处于饱和区高电压状态,这使得流进光耦合器的电流由误差放大器或过压比较器来决定。如果发生欠压状态,欠压比较器的输出电压将变低,这就减少了光耦合器LED的驱动电流,使NCP1651进入高占空比状态,并增加了流至输出端的电流,直到输出电压高于欠压比较器的限制电平为止。

将过压比较器的输出和误差放大器的输出进行“或”运算,在过压事件中(如负荷瞬间突降),比较器的输出电压将降为零,使流入光耦合器LED的电流最大。而这会拉低引脚8并且将占空比减小到零,直到输出电压低于0V限制电平为止。应该注意的是,680 Ω 电阻(R_8)和光耦合器光电晶体管串联的目的是在发生过压事件时保持引脚8上的电压高于0.5V临界值,这样可以使控制芯片持续工作,并且当输出电压再次进入它的正常工作范围时,它可以立即工作。没有这个电阻,引脚8上的电压会降到0.5V以下,使NCP1651进入低功率关机工作模式。

4) 电流/功率限制电路

第四个运算放大器偏置为差分放大器,该放大器检测直流输出电流,并且提供一个信号,该信号经过二极管的“或”运算进入反馈分压器。过载电流限制被设置为满载的125%,即2.375A。两个串联电阻(来限制它们的最大功率耗散)被用来检测输出电流(R_{31} 和 R_{32}), R_{29} 和 R_{30} 则用于设置电流检测放大器的增益,其中放大器的增益为

$$G = (R_{29}/R_{30}) + 1 = 3000/300 + 1 = 11$$

差分放大器输入端的电压为

$$U_{in} = 2.375\text{A} \times 0.14\Omega = 0.33\text{V}$$

差分放大器的输出电压为

$$U_o = 0.33 \times 11 = 3.63\text{V}$$

当输出负载电流增加时,电流检测放大器的输出也相应增加。当放大器的输出电压减去二极管的压降(V_{D11})后的值增加到2.5V以上,便会拉高误差放大器反相输入端的反馈信号(环路调节时,反相输入电压一般为2.5V)。这将使误差放大器的信号降低,并向光耦合器中的LED注入更多电流,从而使光耦合器的晶体管集电极电流加大,将其拉低以减小占空比,并对输出电压进行限流过载保护。

5) 输出电压纹波

变压器次级上的输出电压纹波有两个分量,其中传统的高频纹波和反激变换器相关,而低频纹波和线路频率相关(50Hz或60Hz)。在这个应用中,设计目标是让输出纹波达到额定输出电压的5%,即2.4V峰-峰值。高频纹波可以这样计算:

$$\Delta U = \sqrt{\Delta U_{cap}^2 + \Delta U_{esr}^2} \quad (3-84)$$



$$\Delta U_{\text{cap}} = i_{\text{rms}} d_t / C_o \quad (3-85)$$

正弦波峰值处（相位角为 90° ）的均方根电流为

$$i_{\text{rms}} = \sqrt{(t_{\text{off}}/T) \times \left\{ \left[I_{\text{pk}}^2 + (I_{\text{pk}} \times I_{\text{ped}}) + I_{\text{ped}}^2 \right] / 3 \right\} - \left[(t_{\text{off}}/4T) \times (I_{\text{pk}} + I_{\text{ped}})^2 \right] \} =$$

$$\sqrt{(3.85/10) \times \left\{ \left[13.38^2 + (13.38 \times 10.27) + 10.27^2 \right] / 3 \right\} - \left[(3.85/10 \times 4) \times (13.38 + 10.27)^2 \right] \} = 5.78(\text{A})$$

式中， I_{pk} 为次级峰值电流（13.38A）； I_{ped} 为次级电流（10.27A）； T 为开关间隔。

高频纹波可以这样计算：

$$\Delta U_{\text{cap}} = (i_{\text{rms}} \times n) / C_o = (5.78 \times 3.85) / 3000 = 0.00742(\text{V})$$

$$\Delta U_{\text{esr}} = I_{\text{pk sec}} \times e_{\text{sr}} = 1.38 \times 0.015 = 0.2(\text{V})$$

$$\Delta U = \sqrt{0.00742^2 + 0.2^2} = 0.2(\text{V})$$

式中， n 为变压器匝数比（3.89）； C_o 为输出电容（为了满足对电容纹波电流的要求并且减小等效 e_{sr} ，在此并联了两个 $1500\mu\text{F}$ 电容）； e_{sr} 为输出电容等效串联电阻（每个为 0.03Ω ）。

纹波的低频部分为

$$\Delta U = I_{\text{pk}} \times \Delta t / C_o \quad (3-86)$$

$$I_{\text{AVG}} = P_o / U_o \quad (3-87)$$

解得

$$I_{\text{pk}} = I_{\text{AVG}} / 0.637 = 90 / (48 \times 0.637) = 2.95(\text{A})$$

如果把一个周期（ 180° ）中的输出纹波以 10° 为间隔进行等分，则正弦纹波电压和相位角的关系为

$$\Delta U = \frac{(P_o / 0.637 U_o) \sin(\theta)}{C_o \times 18 \times f_{\text{line}}} \quad (3-88)$$

图 3-28 中绘出了低频输出电压纹波和相位角的关系，测得的输出电压纹波如图 3-29 所示。从计算值和示波器波形中可以看出，只要使用 e_{sr} 小的电容，输出纹波就由低频（120Hz）纹波来决定。

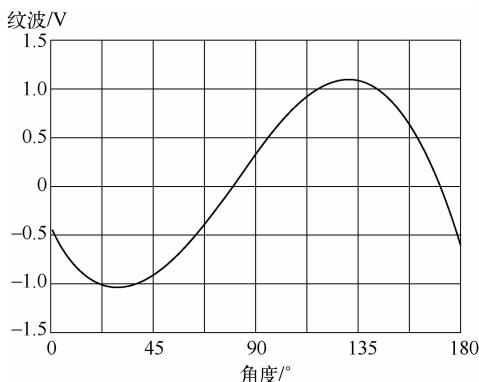


图 3-28 低频输出电压纹波和相位角的关系

6) 保持时间

如果想根据保持时间而不是电压纹波来选择 C_o ，则有

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{2} C_o \times U_{\text{f}}^2 \quad (3-89)$$

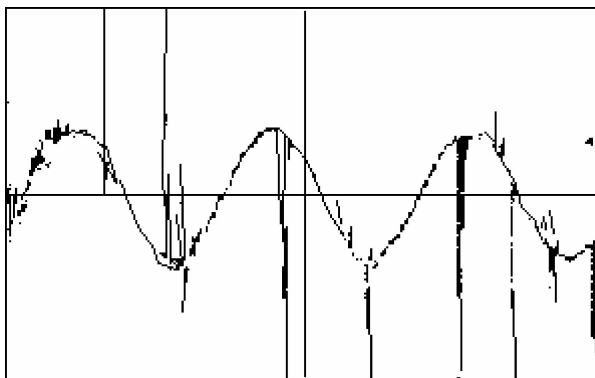


图 3-29 测得的输出电压纹波

重新排列式 (3-89), 可得

$$C_o = 2 \times P_{out} \times t_h / (U_{max}^2 - U_{min}^2) \quad (3-90)$$

式中, t_h 为线路电压的一个周期, 16.67ms(60Hz); $U_{max} = 48V$; $U_{min} = 36V$; $P_{out} = 90W$ 。

解得

$$C_o = (2 \times 90 \times 16.67) / (48^2 - 36^2) = 3000(\mu F)$$

根据电压纹波算出的和根据保持时间算出的输出电容值相同。

7) MOSFET 关断峰值电压和阻尼电容

在本设计中, MOSFET 的 U_{DS} 的额定值为 800V, 关断时器件上的峰值电压 (包括漏感脉冲尖峰) 为

$$U_{pktotal} = U_{inmax} \times 1.414 + [(U_o + U_f)n + U_{spike}] \quad (3-91)$$

式中, $U_{inmax} = 265V_{rms}$; U_o 为输出电压 (48V); n 为变压器匝数比 (4); U_{spike} 为由变压器漏感引起的电压脉冲尖峰。

为了给 MOSFET 提供一个安全的工作电压, 这里选择了 $130U_{peak}$ 的 U_{spike} , 因此当 MOSFET 关断时, 最大漏-源电压是 $265 \times 1.414 + 48 \times 4 + 130 = 697(V)$ 。

为了减小漏感脉冲尖峰带来的影响, 变压器的初级和次级之间的耦合越紧越好。如果变压器需要一个多层的初级, 则通过将初级绕组和次级绕组交错排列, 就可以得到紧耦合。在输出电压为 $48V_{dc}$ 的应用中, 变压器初级有 74 匝, 而次级有 19 匝。存储在变压器漏感中的能量为

$$E = \frac{1}{2} \times l_e \times I_{pk}^2 \quad (3-92)$$

式中, l_e 为漏感 (测得值为 $9\mu H$); I_{pk} 为峰值初级电流。

第二个关系式为

$$E = \frac{1}{2} \times C_{snubber} \times U^2 \quad (3-93)$$

式中, $C_{snubber}$ 为阻尼电容; U 为 MOSFET 两端的电压。

合并方程式, 则阻尼电容为

$$C_{snubber} = I_{pk}^2 \times l_e / [(U_o + U_f)n + U_{PK} + U_{spike}]^2 - [(U_o + U_f)n + U_{pk}]^2 \quad (3-94)$$

解得



$$C_{\text{snubber}} = 3.8^2 \times 9 / (192 + 375 + 130)^2 - (192 + 375)^2 = 790 (\text{pF})$$

当 MOSFET 关断时，电容 C_{25} 通过二极管 VD_6 充电。在下一个 t_{on} 开关周期到来之前，电容 C_{25} 必须完全放电，因此 R_{snubber} 选为

$$\begin{aligned} R_{\text{snubber}} &= [(U_o + U_f) n + U_{\text{in max}} \times 1.414 + U_{\text{spike}}] 0.63 \tau / (U_{\text{spike}} \times C_{\text{snubber}}) \\ &= [(192 + 375 + 130) \times 0.63 \times (6.5)] / (130 \times 790) = 28 (\text{k}\Omega) \end{aligned}$$

阻尼电容的功率为

$$P = \frac{1}{2} \times C \times U^2 \times f = 0.5 \times 790 \times 130^2 \times 100 = 0.68 (\text{W})$$

在实际测试中，当阻尼元件已调整到最佳性能时， C_{25} 增加到 1000pF ， R_{34} 变为 $30\text{k}\Omega$ 。电路的测量值和计算值之间的差别是由于 PCB 布局和其他寄生参数所导致的。

第4章 软开关控制技术



4.1 软开关技术

4.1.1 软开关及软开关电路分类

1. 硬开关问题分析

近年来,随着微电子技术和计算机技术在通信设备中的广泛应用,各类先进设备对电源装置的要求也越来越高。AC/DC、DC/DC 变换器作为电源系统中为设备提供直流动力的主要装置,面临着体积更小、质量更轻、效率更高、可靠性更好等诸多要求。要达到上述要求,变换器必须实现工作频率由低频向高频的转变。变换器工作在硬开关方式下,不断提高变换器的工作频率会引起以下问题。



问题

(1) 开关损耗大。开通时,开关器件的电流上升和电压下降同时进行;关断时,电压上升和电流下降同时进行。电压、电流波形的交叠产生了开关损耗,该损耗随开关频率的提高而急速增加。

(2) 感性关断电压尖峰大。当器件关断时,电路中的感性元件会感应出尖峰电压。开关频率越高,关断越快,该感应电压越高。此电压加在开关器件两端,易造成器件击穿。

(3) 容性开通电流尖峰大。当开关器件在很高的电压下开通时,储存在开关器件结电容中的能量将以电流形式全部耗散在该器件内。频率越高,开通电流尖峰越大,从而会引起器件过热损坏。另外,二极管由导通变为截止时存在反向恢复期,开关管在此期间内的开通动作,易产生很大的冲击电流。频率越高,该冲击电流越大,会对器件的安全运行造成危害。

(4) 电磁干扰严重。随着频率的提高,电路中的 di/dt 和 du/dt 增大,从而导致电磁干扰 (EMI) 增大,影响了整流器和周围电子设备的工作。

上述问题严重妨碍了开关器件工作频率的提高。近年来开展的软开关 (Soft Switching, SS) 技术研究为克服上述缺陷提供了一条有效途径。软开关的工作方式与硬开关的工作方式不同,理想的零电流软关断过程是电流先降到零后,电压再缓慢上升到断态值,因此关断损耗近似为零。由于器件关断前电流已下降到零,从而解决了感性关断问题。理想的零电压软开过程是电压先降到零后,电流再缓慢上升到通态值,因此开通损耗近似为零,器件结电容上的电压也为零,从而解决了容性开通问题。同时,器件开通时,二极管反向



恢复过程已经结束，因此二极管的反向恢复问题也不存在。 di/dt 和 du/dt 的降低使得 EMI 问题得以解决。

软开关技术实际是利用电容与电感谐振，使开关器件中电流（或电压）按正弦或准正弦规律变化，当电流过零时，使器件关断；当电压过零时，使器件开通，从而实现开关损耗为零的。按照其控制方式，软开关技术可分为脉冲频率调制（Pulse Frequency Modulation, PFM）方式、脉冲宽度调制（Pulse Width Modulation, PWM）方式和脉冲移相控制（Phase Shifted, PS）方式。

软开关技术在改善功率开关器件工作状态方面效果明显，使开关电源的高频化成为可能，各类软开关技术在开关电源中也必将得到广泛应用。采用 PFM 软开关技术的开关电源电路结构简单，但工作频率不恒定，给变压器、电感等磁性元件的优化设计带来了一定的困难，此类开关电源适合用在负载、输入电压相对稳定的应用场合；采用 PWM 软开关技术的开关电源实现了恒频控制，大大方便了磁性元件的优化设计，因此 PWM 控制方式是软开关开关电源中应用最广泛的控制方式，此类开关电源适合用在中、小功率应用场合。

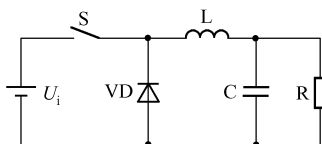
2. 软开关的基本概念

1) 硬开关与软开关

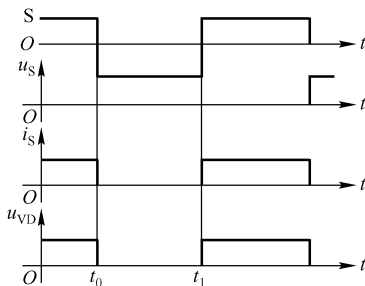


定义

(1) 硬开关：开关器件的开通和关断过程伴随着电压和电流的剧烈变化，产生较大的开关损耗和开关噪声。硬开关的基本电路及波形如图 4-1 所示。



(a) 电路图



(b) 理想化波形

图 4-1 硬开关的基本电路及波形

(2) 软开关：在电路中增加了电感、电容等谐振元件，在开关过程前后引入谐振，使开关条件得以改善，降低开关损耗和开关噪声。软开关有时也被成为谐振开关。

2) 零电压开关与零电流开关



定义

(1) 零电压开关：使开关器件开通前的两端电压为零，则开关器件开通时就不会产生损耗和噪声，这种开通方式称为零电压开通，简称零电压开关。

(2) 零电流开关：使开关器件关断前的电流为零，则开关器件关断时也不会产生损耗和噪声，这种关断方式称为零电流关断，简称零电流开关。

(3) 零电压关断：与开关器件并联的电容能使开关器件关断后电压上升延缓，从而降低关断损耗，称这种关断过程为零电压关断。

(4) 零电流开通：与开关器件相串联的电感能使开关器件开通后电流上升延缓，从而降低开通损耗，称这种关断过程为零电流开通。

3. 软开关电路的分类

根据开关器件开通和关断时的电压、电流状态,可以将软开关电路分为零电压电路和零电流电路两大类;根据软开关技术发展的历程可以将软开关电路分成准谐振电路、零开关 PWM 电路和零转换 PWM 电路。零电压电路可以用于降压型、升压型等不同电路,可以从如图 4-2 (a) 所示的基本电路中导出具体的电路。

1) 准谐振电路

在准谐振电路中,电压或电流的波形为正弦半波,因此称之为准谐振。准谐振电路的基本开关单元如图 4-2 (b) 所示。准谐振电路为最早出现的软开关电路,可以分为以下几种:



分
类

(1) 零电压开关准谐振电路 (Zero - Voltage - Switching Quasi - Resonant Converter, ZVSQRC);

(2) 零电流开关准谐振电路 (Zero - Current - Switching Quasi - Resonant Converter, ZCSQRC);

(3) 零电压开关多谐振电路 (Zero - Voltage - Switching Multi - Resonant Converter, ZVSMRC)。

准谐振电路具有以下特点。



特
点

(1) 谐振电压峰值很高,要求器件耐压必须提高。

(2) 谐振电流的有效值很大,电路中存在大量无功功率的交换,电路导通损耗加大。

(3) 谐振周期随输入电压、负载变化而改变,因此电路只能采用脉冲频率调制 (Pulse Frequency Modulation, PFM) 方式来控制。

零电压开关准谐振电路及波形如图 4-2 (c) 所示。在零电压开关准谐振电路中,开关 S 关断后, L_r 与 C_r 之间发生谐振,电路中的电压和电流的波形类似于正弦半波。谐振减缓了开关过程中电压、电流的变化,而且使得 S 两端的电压在其开通前就降为零。

2) 零开关 PWM 电路

零开关 PWM 电路引入了辅助开关来控制谐振的开始时刻,使谐振仅发生在开关过程前后。零开关 PWM 电路可以分为零电压开关 PWM 电路 (Zero - Voltage - Switching PWM Converter, ZVSPWM) 和零电流开关 PWM 电路 (Zero - Current - Switching PWM Converter, ZCSPWM)。零电压开关 PWM 电路和零电流开关 PWM 电路的基本开关单元如图 4-2 (d) 所示。零开关 PWM 电路具有以下特点。



特
点

(1) 电压和电流基本上是方波,只是上升沿和下降沿较缓,开关承受的电压明显降低。

(2) 电路采用开关频率固定的 PWM 控制方式。

3) 零转换 PWM 电路

零转换 PWM 电路采用辅助开关控制谐振的开始时刻,但谐振电路是与主开关并联的。零转换 PWM 电路可以分为零电压转换 PWM 电路 (Zero - Voltage - Transition PWM Converter, ZVTPWM) 和零电流转换 PWM 电路 (Zero - Current Transition PWM Converter, ZCTPWM)。零转换 PWM 电路的基本开关单元如图 4-2 (e) 所示。零转换 PWM 电路的特点: 电路在很宽的输入电压范围内和从零负载



到满载都能工作在软开关状态；电路中的无功功率的交换被削减到最小，这使得电路效率有了进一步提高。

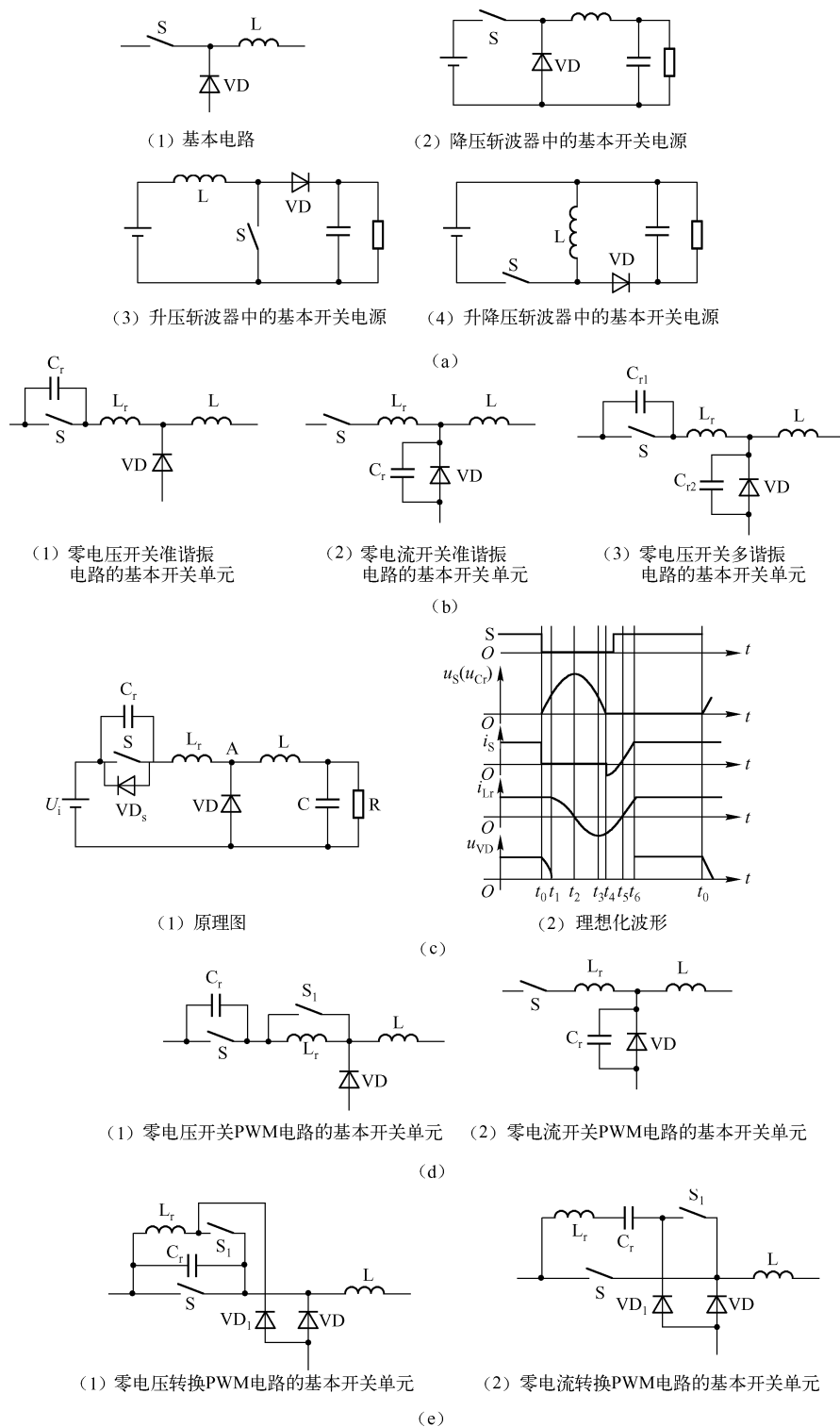


图 4-2 软开关的基本单元电路

4.1.2 典型的软开关电路的工作原理

1. 零电压开关准谐振电路

1) 工作原理

零电压开关准谐振电路的原理图如图4-2（b）所示，其理想化波形如图4-2（c）所示。对零电压开关准谐振电路的工作过程分析如下。

$t_0 \sim t_1$ 时段： t_0 时刻之前，开关S为通态，二极管VD为断态， $u_{Cr}=0$ ， $i_{Lr}=I_L$ ； t_0 时刻，S关断，与其并联的电容 C_r 使S关断后的电压上升减缓，因此S的关断损耗减小；S关断后，VD尚未导通，电感电流（ $i_{Lr}+i_L$ ）向 C_r 充电， u_{Cr} 线性上升，同时VD两端的电压 u_{VD} 逐渐下降，直到 t_1 时刻， $u_{VD}=0$ ，VD导通，其等效电路如图4-3所示。这一时段 u_{Cr} 的上升率为

$$\frac{du_{Cr}}{dt} = \frac{I_L}{C_r} \quad (4-1)$$

$t_1 \sim t_2$ 时段： t_1 时刻，二极管VD导通，电感L通过VD续流， C_r 、 L_r 、 U_i 形成谐振回路； t_2 时刻， i_{Lr} 下降到零， u_{Cr} 达到谐振峰值，其等效电路如图4-4所示。

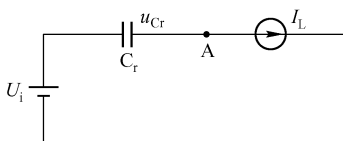


图4-3 零电压开关准谐振电路在 $t_0 \sim t_1$ 时段的等效电路

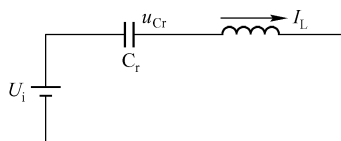


图4-4 零电压开关准谐振电路在 $t_1 \sim t_2$ 时段的等效电路

$t_2 \sim t_3$ 时段： t_2 时刻以后， C_r 向 L_r 放电，直到 t_3 时刻， $u_{Cr}=U_i$ ， i_{Lr} 达到反向谐振峰值。

$t_3 \sim t_4$ 时段： t_3 时刻以后， L_r 向 C_r 反向充电， u_{Cr} 继续下降，直到 t_4 时刻 $u_{Cr}=0$ 。

在 $t_1 \sim t_4$ 时段，电路谐振过程的方程式为

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + u_{Cr} = U_i \quad (4-2)$$

$$C_r \frac{du_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \quad (4-3)$$

$$u_{Cr} \big|_{t=t_1} = U_i \quad (4-4)$$

$$i_{Lr} \big|_{t=t_1} = I_L \quad (4-5)$$

$t_4 \sim t_5$ 时段：VD_s导通， u_{Cr} 被钳位于零， i_{Lr} 线性衰减，直到 t_5 时刻， $i_{Lr}=0$ 。由于这一时段S两端的电压为零，所以必须在这一时段使开关S开通，才不会产生开通损耗。

$t_5 \sim t_6$ 时段：S为通态， i_{Lr} 线性上升，直到 t_6 时刻， $i_{Lr}=I_L$ ，VD关断。

在 $t_4 \sim t_6$ 时段，电流 i_{Lr} 的变化率为

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{U_i}{L_r} \quad (4-6)$$

$t_6 \sim t_0$ 时段：S为通态，VD为断态。

2) 谐振过程的定量分析

求解式（4-2）可得 u_{Cr} （即开关S的电压 u_s ）的表达式：



$$u_{Cr}(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_L^2 \sin \omega_r (t - t_1) + U_i \quad (4-7)$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (4-8)$$

u_{Cr} 的谐振峰值表达式（即开关 S 承受的峰值电压）为

$$U_{Cr} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_L^2 + U_i \quad (4-9)$$

零电压开关准谐振电路实现软开关的条件为

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_L^2 \geq U_i \quad (4-10)$$

零电压开关准谐振电路的缺点：谐振电压峰值将高于输入电压 U_i 的 2 倍，增加了对开关器件耐压的要求。

2. 移相全桥型零电压开关 PWM 电路

移相全桥型零电压开关 PWM 电路与硬开关全桥电路相比，仅增加了一个谐振电感，就使得 4 个开关均为零电压开通。移相全桥电路控制方式的特点为：在开关周期 T_s 内，每个开关导通时间都略小于 $T_s/2$ ，而关断时间都略大于 $T_s/2$ ；同一半桥中的两个开关不同时处于通态，每个开关关断到另一个开关开通都需要经过一定的死区时间。

互为对角的两对开关（ S_1 、 S_4 和 S_2 、 S_3 ）的工作波形是： S_1 的波形比 S_4 超前 $0 \sim T_s/2$ 时间，而 S_2 的波形比 S_3 超前 $0 \sim T_s/2$ 时间，因此称 S_1 和 S_2 为超前的桥臂，而称 S_3 和 S_4 为滞后的桥臂。互为对角的两对开关（ S_1 、 S_4 和 S_2 、 S_3 ）的工作过程分析如下。

$t_0 \sim t_1$ 时段： S_1 与 S_4 导通，直到 t_1 时刻 S_1 关断为止。

$t_1 \sim t_2$ 时段： t_1 时刻，开关 S_1 关断后，电容 C_1 、 C_2 与电感 L_r 、 L 构成谐振回路， u_A 不断下降，直到 $u_A = 0$ ， VD_{S2} 导通，电流 i_{Lr} 通过 VD_{S2} 续流。移相全桥型零电压开关 PWM 电路在 $t_1 \sim t_2$ 时段的等效电路如图 4-5 所示。

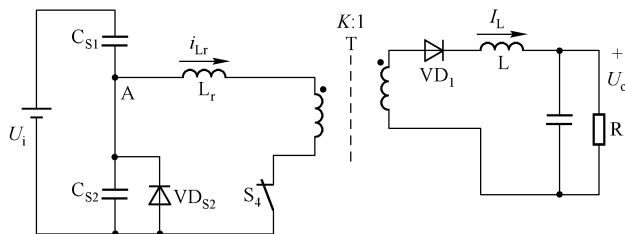
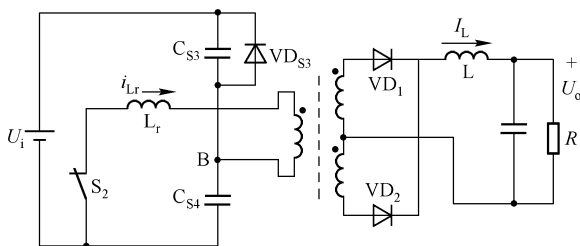


图 4-5 移相全桥型零电压开关 PWM 电路在 $t_1 \sim t_2$ 时段的等效电路图

$t_2 \sim t_3$ 时段： t_2 时刻，开关 S_2 开通，由于此时其反并联二极管 VD_{S2} 正处于导通状态，所以 S_2 为零电压开通。

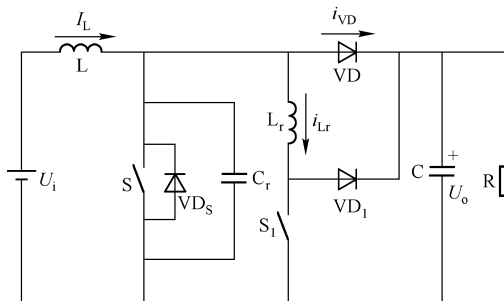
$t_3 \sim t_4$ 时段： t_4 时刻，开关 S_4 关断后，变压器二次侧的 VD_1 和 VD_2 同时导通，变压器的初级和次级电压均为零，相当于短路，因此 C_3 、 C_4 与 L_r 构成谐振回路。 L_r 的电流不断减小，B 点电压不断上升，直到 S_3 的反并联二极管 VD_{S3} 导通为止。这种状态维持到 t_4 时刻 S_3 开通，因此 S_3 为零电压开通。移相全桥型零电压开关 PWM 电路在 $t_3 \sim t_4$ 时段的等效电路如图 4-6 所示。

图4-6 移相全桥型零电压开关 PWM 电路在 $t_3 \sim t_4$ 时段的等效电路图

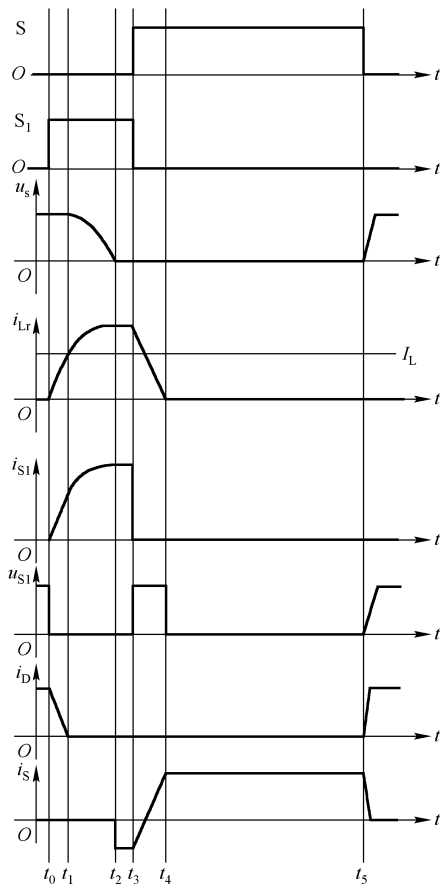
$t_4 \sim t_5$ 时段: S_3 开通后, L_r 的电流继续减小, i_{Lr} 下降到零后反向增大; t_5 时刻, $i_{Lr} = I_L/k_T$ (k_T 为变压器变比), 变压器二次侧 VD_1 的电流下降到零而关断, 电流 I_L 全部转移到 VD_2 中。

3. 零电压转换 PWM 电路

零电压转换 PWM 电路具有电路简单、效率高等优点。升压型零电压转换 PWM 电路的理想化波形如图 4-7 (b) 所示; 升压型零电压转换 PWM 电路在 $t_1 \sim t_2$ 时段的等效电路如图 4-8 所示。在该电路中, 辅助开关 S_1 超前于主开关 S 开通, S 开通后 S_1 关断。该电路的工作过程分析如下。



(a) 升压型零电压转换 PWM 电路



(b) 升压型零电压转换 PWM 电路的理想化波形

图 4-7 升压型零电压转换 PWM 电路及其理想化波形



$t_0 \sim t_1$ 时段: S_1 导通, VD 尚处于通态, 电感 L_r 两端的电压为 U_o , 电流 i_{L_r} 线性增长, VD 中的电流以同样的速率下降; t_1 时刻, $i_{L_r} = I_L$, VD 中的电流下降到零, 关断。

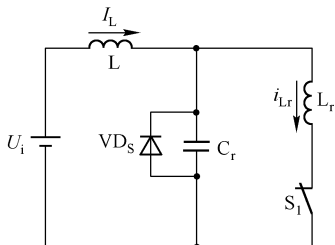


图 4-8 升压型零电压转换 PWM 电路在 $t_1 \sim t_2$ 时段的等效电路

$t_1 \sim t_2$ 时段: L_r 与 C_r 构成谐振回路, L_r 的电流增加而 C_r 的电压下降; t_2 时刻, $u_{C_r} = 0$, VD_s 导通, u_{C_r} 被钳位于零, 而电流 i_{L_r} 保持不变。

$t_2 \sim t_3$ 时段: u_{C_r} 被钳位于零, 而电流 i_{L_r} 保持不变, 这种状态一直保持到 t_3 时刻 S 开通、 S_1 关断为止。

$t_3 \sim t_4$ 时段: t_3 时刻, S 开通时, 为零电压开通; S 开通的同时 S_1 关断, L_r 中的能量通过 VD_1 向负载侧输送, 其电流线性下降, 主开关 S 中的电流线性上升; t_4 时刻, $i_{L_r} = 0$, VD_1 关断, 主开关 S 中的电流 $i_s = I_L$, 电路进入正常导通状态。

$t_4 \sim t_5$ 时段: t_5 时刻, S 关断, C_r 限制了 S 电压的上升率, 降低了 S 的关断损耗。

4.1.3 无源软开关技术

软开关技术最理想的软开通过程是: 电压先下降到零后, 电流再缓慢上升到通态值, 因此导通损耗近似为零。另外, 因为开关器件导通前电压已下降到零, 器件结电容上的电压也为零, 所以解决了容性开通问题, 这意味着二极管已经截止, 其反向恢复过程结束, 因此二极管的反向恢复问题也不复存在。最理想的软关断过程是: 电流先下降到零后, 电压再缓慢上升到断态值, 因此关断损耗近似为零。另外, 由于开关器件关断前电流已下降到零, 即电感中的电流也为零, 所以感性关断问题也得以解决。事实上, 这两个过程要么存在感性关断问题, 要么存在容性开通问题。也就是说, 仅利用一个电感或电容是不能根本解决问题的, 因此最好的情况应当是使开关在电压和电流同时为零时关断和开通, 这样损耗才会真正为零。而要实现这个目标, 就要采用谐振技术。

根据电路原理, 电感、电容串联或并联可构成谐振电路, 使得在电源为直流电源时, 电路中的电流按正弦规律变化。由于电流或电压按正弦规律变化, 存在过零点, 所以如果能够在这一时刻开通或关断, 产生的损耗就为零。开关电源里用得最多的二次串联谐振电路如图 4-9 所示。

将谐振技术应用到开关电源中, 可根据各电源的拓扑结构的特点, 再结合设计要求 (是否要让电感中的电流经过一定时间后为零, 再关断器件) 来设计。采用 Buck 电路的谐振变换器如图 4-10 所示, 其工作过程如下。

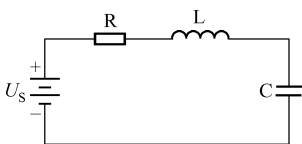


图 4-9 二次串联谐振电路

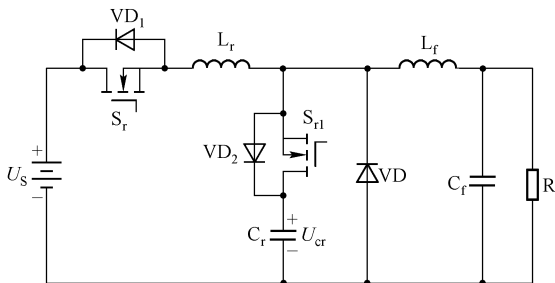


图 4-10 采用 Buck 电路的谐振变换器

当开关 S_r 断开时, 二极管 VD 续流。当开关 S_r 闭合后, i_{L_r} 线性上升, 续流二极管 VD 中的电流线性下降。当 $i_{L_r} = I_0$ 时, 二极管 VD 截止, C_r 开始通过 L_r 和 VD_2 充电。此时, C_r 和 L_r 串联谐振。当 i_{L_r} 上升到最大值再下降到 I_0 后, VD_2 截止 (受反压)。经过一个恒定阶段后, 开关 S_{r1} 导通, C_r 开始放电, i_{L_r} 逐渐减小至零并变负。如果在过零点关断开关 S_r , 损耗将为零。这就是要得到的零电流关断电源。

降压软开关 PWM 变换器如图 4-11 所示。其工作过程为: 当 S_1 和 S_2 均关断时, 续流二极管 VD 导通; S_2 导通后, L_r 中的电流线性增加, 经过一段时间达到 I_0 , 此时, 续流二极管 VD 截止, L_r 和 C_r 开始谐振, C_r 两端的电压逐渐下降, 经过一段时间降为零, 此时 VD_1 导通, 谐振电流线性下降, 如果在这个期间开通 S_1 , 则实现的是零电压开通; 接着, 谐振电流继续下降, 当下降到 I_0 时 VD_1 截止, 由于 S_1 已经开通, 所以 i_r 仍将继续下降直至零, 此时关断 S_2 , 即以零电流关断, 开关损耗为零。

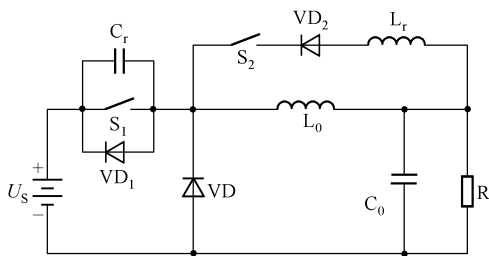


图 4-11 降压软开关 PWM 变换器

问题

谐振变换器是最适应高频化的电路, 但是在使用谐振变换器时, 必须解决的问题有:

- (1) 在频率固定的情况下, 电压难以调整的问题;
- (2) 开关器件的应力问题;
- (3) L 和 C 的发热问题。



其中, 电压调整问题最难解决, 这是因为通过开关的电流宽度 t_{on} (对于电流谐振方式) 及加在开关上的电压宽度 t_{off} (对于电压谐振方式) 都分别由谐振电路确定。因此, 要想控制占空比 D , 就必须改变周期 T , 即开关频率 f 。然而, 改变开关频率也将伴随着开关通断产生的噪声谱的改变, 这就不利于噪声的抑制。另外, 决定变换器体积的磁性元件和电容器要按最低频率设计, 这样就未必能实现小型化。当电流谐振时, 正弦波的输出电流峰值随负载成比例增大。因此, 开关器件的耗散功率与驱动功率随之增大。当电压谐振时, 截止状态加在开关上的电压波形的峰值也随负载增大, 因此, 需要选用高耐压的开关器件。为此, 可采用辅助开关对电流或电压进行钳位, 以减小开关器件上的应力。对于谐振变换器, 除了加在开关器件上的应力问题以外, 还有构成谐振电路的 L 和 C 的负担问题。特别是重负载的, L 与 C 上施加过高电压, 会使电流的振幅增大, 从而使高频损耗增加。因此, 为控制 L 的发热和实现小型化, 需要开发高频特性好、热阻抗低, 而且能确保一定磁导率和矫顽力的磁性材料。另外, 需要开发对高频有足够的电流容量、等效串联电阻足够小的电容。



4.2 软开关变换器电路

4.2.1 无源软开关变换器

1. 工作原理

无源软开关变换器在 Boost 基本拓扑基础上附加了一个子电路, 如图 4-12 中的虚框所



示。子电路包括一个电感 L_r ，两个电容 C_s 、 C_r ，三个二极管 VD_1 、 VD_2 和 VD_3 。 L_r 、 R 提供开关的零电流开通条件，限制二极管 VD 的反向恢复电流。电容 C_s 提供开关的零电压关断条件。电容 C_r 为电感 L_r 的能量恢复提供能量。这种变换器有 7 种工作模式。

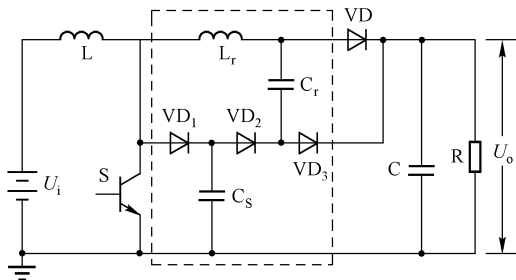


图 4-12 新型无源无损软开关 Boost 变换器

$t < t_0$: 开关 S 处于关断状态，此时 $U_{Cs} = U_o$ ， $U_{Cr} = 0$ ， $I_{Lr} = I_{IN}$ ，简化电路如图 4-13 (a) 所示，波形图如图 4-14 所示。

$t_0 \sim t_1$: 从 t_0 开始，开关 S 导通，电流 I_{Lr} 线性下降，简化电路如图 4-13 (b) 所示。当 $t = t_1$ 时，电流 I_{Lr} 减少到零，二极管 VD 关断，波形图如图 4-14 所示。这段时间为

$$t_{0-1} = t_1 - t_0 \quad (4-11)$$

$t_1 \sim t_2$: 从 t_1 开始， C_s 开始经 VD_2 、 C_r 、 L_r 和开关 S 放电， U_{Cr} 从零上升，电流 I_{Lr} 从零反方向增加，简化电路如图 4-13 (c) 所示，波形图如图 4-14 所示。在此过程中，电流 I_{Lr} 、电容电压 U_{Cs} 和电容电压 U_{Cr} 由下面的公式决定：

$$i_{Lr} = -\sin(\omega t) I_{Lr} \quad (4-12)$$

$$U_{Cr} = U_{Crmax} [1 - \cos(\omega t)] \quad (4-13)$$

$$U_{Cs} = U_o + [\cos(\omega t) - 1] \quad (4-14)$$

当 $t = t_2$ 时， C_s 放电过程结束， $U_{Cs} = 0$ ，波形图如图 4-14 所示。

$t_2 \sim t_3$: 从 t_2 开始，由于 $U_{Cs} = 0$ ，所以 VD_1 导通，电感 L_r 和电容 C_r 发生谐振，电感电流 I_{Lr} 流经 VD_1 和 VD_2 ，向 C_r 充电。电容电压 U_{Cr} 继续上升，简化电路如图 4-13 (d) 所示。当 $t = t_3$ 时， U_{Cr} 达到最大值 U_{Crmax} ，电感电流 I_{Lr} 降到零，波形图如图 4-14 所示。这段时间为

$$t_{2-3} = t_3 - t_2 = t_r \quad (4-15)$$

式中， t_r 为谐振周期。

$t_3 \sim t_4$: 从 t_3 开始，由于 $I_{Lr} = 0$ ，所以 VD_1 和 VD_2 关断， U_{Cr} 保持在最大值 U_{Crmax} ，变换器工作在 PWM 状态，且 $I_L = I_s$ ，简化电路如图 4-13 (e) 所示，波形图如图 4-14 所示。当 $t = t_4$ 时，开关 S 关断。

$t_4 \sim t_5$: 从 t_4 开始，由于开关 S 关断，所以电源 U_i 一路经 L ， VD_1 向 C_s 充电， U_{Cs} 从零开始上升；另一路则经 L ， L_r ， C_r ， VD_3 向负载供电，同时电容 C_r 放电， U_{Cr} 下降， I_{Lr} 上升，简化电路如图 4-13 (f) 所示。当 $t = t_5$ 时， U_{Cs} 达到 U_o 。波形图如图 4-14 所示。

$t_5 \sim t_6$: 从 t_5 开始， U_{Cs} 被钳位在 U_o ，即 $U_{Csmax} = U_o$ ；电源继续经 L ， L_r ， C_r ， VD_3 向负载供电，电容 C_r 继续放电。当 $t = t_6$ 时，电容电压 U_{Cr} 降到零，同时电感电流 I_{Lr} 上升到 I_{IN} ， $I_{Lr} = I_{IN}$ ，简化电路如图 4-13 (g) 所示，波形图如图 4-14 所示。

$t_6 \sim t_7$: 从 t_6 开始，变换器重新工作在 PWM 状态，简化电路如图 4-13 (a) 所示。当

$t = t_7$ 时, 开关 S 导通, 开始下一个周期的工作。

由上面各工作模态的分析可知: 当开关 S 导通时, 由于 $I_{Lr} = I_{IN}$, 所以电感电流不能突变, 使得电流 I_s 从零开始上升; 当开关 S 关断时, 由于 $U_{Cs} = 0$, 所以电容电压不能突变, 把开关电压 U_{DS} 钳位为零, 当电源电压 U_i 对 C_s 充电时, 开关电压 U_{DS} 才开始上升, 从而实现零电流开通和零电压关断, 并且最大开关电压 U_{DSmax} 被钳位在 U_o 。这种无源无损软 Boost 变换器在没有增加开关应力的基础上实现了零电流开通和零电压关断。

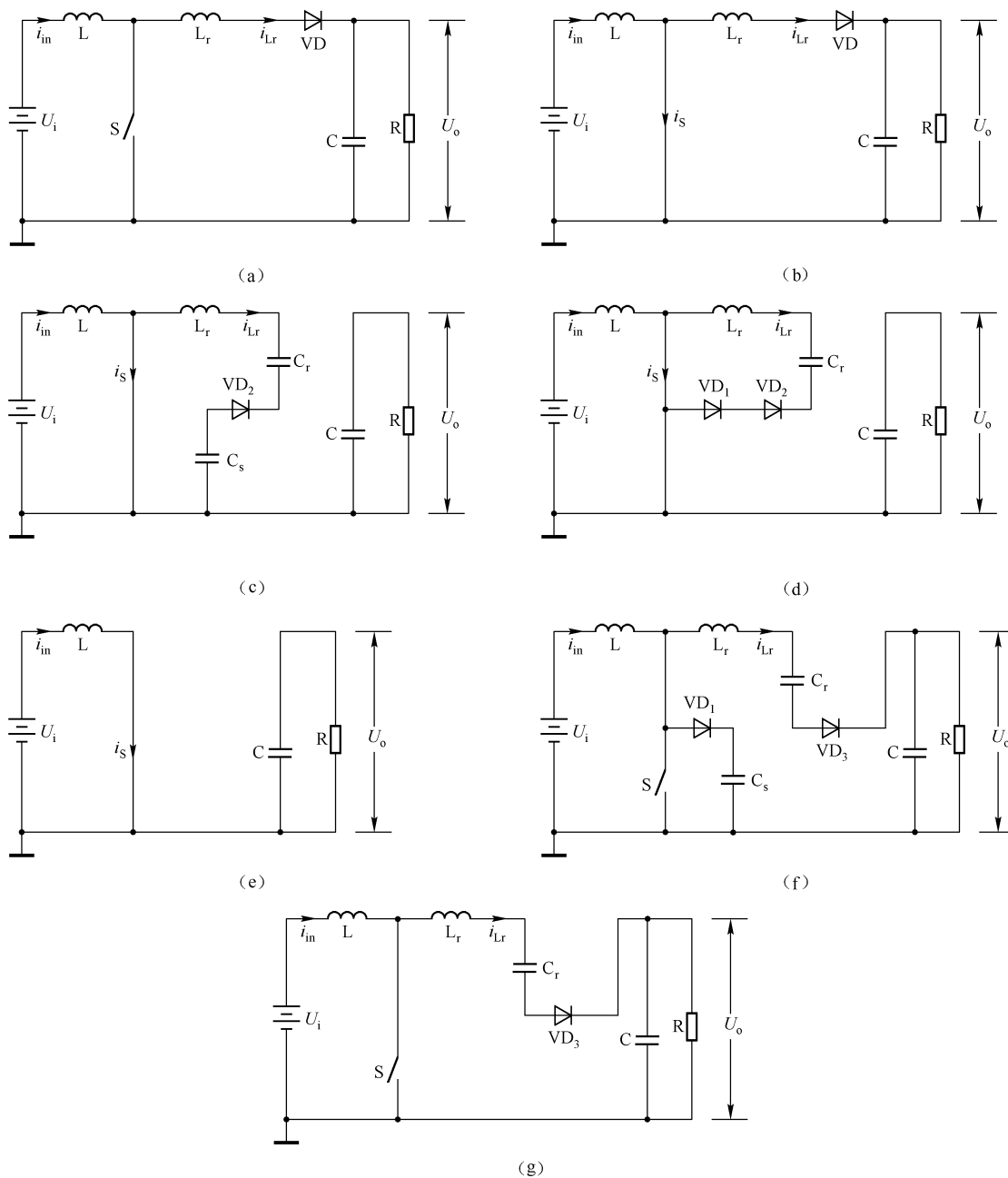


图 4-13 新型无源无损软开关 Boost 变换器的工作模式

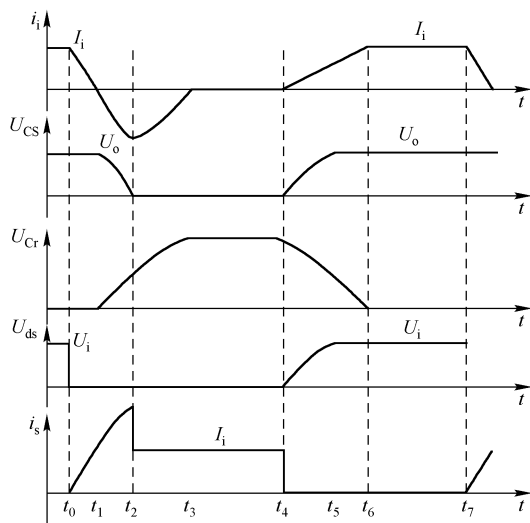


图 4-14 Boost 变换器各电流和电压的波形图

2. 参数计算

附加子电路只给开关提供了软开关条件，因此其参数的设置条件是：保证附加子电路提供软开关条件，但不影响原电路的工作。在一般情况下， C_s 的值小于 $10\mu\text{F}$ ，而 C_r 的值是 C_s 的 20 倍以上。 t_{1-2} （为 C_s 放电， U_{Cs} 从 U_o 降到零的时间）不宜太小，因为这段时间太小，开关电流上升的时间就短， di/dt 将变大，EMI 将增大。也就是说，电感 L_r 不宜太小。但是 L_r 也不宜过大，过大将使子电路的工作时间较长，从而会增加工作损耗，影响原电路的工作，并且也会影响电路零电流开通的条件。

这种变换器的外加元器件都是无源元器件，价格比较便宜，可靠性较强，损耗低，只需使用一个控制电路对主开关进行控制，并且在不增加开关应力的情况下实现了零电流开通和零电压关断。

4.2.2 无损缓冲双管串联单正激电路

双管串联单正激电路在高频大功率变换器中是一种常用的主功率电路，该电路的优点是主功率管耐压低，成本低。其缺点是主变（高频变压器）磁芯的磁化方向为单向的。该电路一般应用在频率较高的场合，如果电路中不加无损缓冲电路，则主功率管的开关损耗将因频率的升高而大幅增加，从而大大降低了整机的效率。

无损缓冲双管串联单正激电路如图 4-15 所示。该电路的缓冲网络由 6 个二极管（ $VD_1 \sim VD_6$ ），一个缓冲电感 L_s 和两个缓冲电容 C_1 、 C_2 组成，其中 $C_1 = C_2 = C_0$ 。由于缓冲网络中不存在电阻，所以该网络是无损的。图中的 C_{S1} 、 C_{S2} 是开关管 S_1 、 S_2 的结电容；变压器的初、次级匝比为 $n = N_1/N_2$ 。

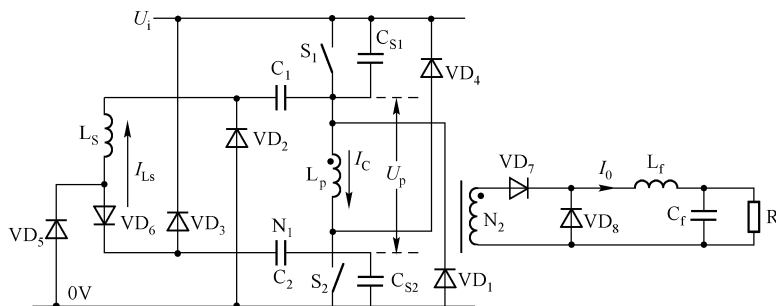


图 4-15 无损缓冲双管串联单正激电路

在一个开关周期 T_s 中，该变换器有 7 种工作状态。在分析之前，做如下假设：所有开关管、二极管均为理想器件；滤波电感 L_f 足够大，在一个开关周期中，其中的电流基本保持不变，这样 L_f 和 C_f 及负载电阻可以看成是一个电流为 I_0 的恒流源。

$t_0 \sim t_1$ ：在 t_0 时刻之前，开关管 S_1 、 S_2 上的电压为 $U_i/2$ ，缓冲电容 C_1 、 C_2 上的电压为 0V，缓冲电感 L_s 中的电流为零；在 t_0 时刻，开通 S_1 、 S_2 的结电容上的能量全部消耗在 S_1 、 S_2 内部，因此， S_1 、 S_2 为硬开通，存在开通损耗，这种损耗是不可避免的。

S_1 、 S_2 开通后，变压器的初电压为输入电压 U_i ，负载电流 I_0 流经整流二极管 VD_7 。变压器初级励磁电流 i_M 从 I_{M-} 开始线性上升，即

$$i_M(t) = I_{M-} + \frac{U_i}{L_M}(t - t_0) \quad (4-16)$$

式中， L_M 为变压器初级励磁电感； I_{M-} 为负向最大励磁电流。

变压器的初级电流 i_p 为折算到初级的负载电流和励磁电流之和，即

$$i_p = \frac{I_0}{n} + i_M(t) \quad (4-17)$$

在这段时间里， U_i 经过 S_1 、 C_1 、 L_s 、 VD_6 、 C_2 与 S_2 形成回路并谐振工作。缓冲电感 L_s 中的电流与缓冲电容 C_1 、 C_2 上的电压分别为

$$i_{LS}(t) = U_i \sqrt{C_0/2L_s} \sin \omega(t - t_0) \quad (4-18)$$

$$u_{C1} = u_{C2} = u_C(t) = \frac{U_i}{2} [1 - \cos \omega(t - t_0)] \quad (4-19)$$

式中， $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_s C_0/2}}$ 。

$T_r = 2\pi \sqrt{L_s C_0/2}$ 是缓冲电感与缓冲电容的谐振周期。经过 $T_r/2$ ，达到 t_1 时刻，缓冲电感中的电流为零，缓冲电容 C_1 、 C_2 上的电压上升为 U_i ，此后 L_s 中的电流反向，缓冲二极管 VD_6 自然关断。

在实际应用中，由于缓冲电感中的杂散电容的存在，使得缓冲电感内部电流、电压的谐振转换过程继续进行，但由于 VD_5 存在，所以缓冲电感中的残余能量将由 VD_5 — C_1 — S_1 — U_i 迅速放掉。

$t_0 \sim t_1$ 的持续时间为

$$t_{0-1} = t_1 - t_0 = T_r/2 \quad (4-20)$$

在这段时间里，缓冲电感中的最大电流为 $I_{LS \max} = U_i \sqrt{C_0/2L_s}$ 。 S_1 、 S_2 流过的电流为折



算到初级的负载电流、励磁电流和缓冲电感电流之和，如果忽略励磁电流，则 S_1 、 S_2 的最大电流为

$$I_{Q\max} = I_0/n + I_{LS\max} \quad (4-21)$$

$t_1 \sim t_2$ ：在此状态中，除了缓冲网络停止工作以外，其他的工作情况与 $t_0 \sim t_1$ 完全一样。 t_2 时刻， S_1 、 S_2 关断。此时，励磁电流为

$$i_M(t_2) = I_{(M-)} + \frac{U_i}{L_M}(t_2 - t_0) \quad (4-22)$$

式中， $t_2 - t_0$ 是 S_1 、 S_2 在一个开关周期内的导通时间 t_{on} 。

$t_2 \sim t_3$ ：在 t_2 时刻， S_1 、 S_2 关断， u_{S1} 、 u_{S2} 由零开始逐渐上升，变压器的初级电压由 U_i 开始相应下降，整流管 VD_7 仍然导通。 C_1 、 C_2 上充有数值约为 U_i 的电压。当 u_{S2} 上升时， C_2 上的电压通过 VD_3 向 U_i 放电，放电的结果使得 u_{S2} 的上升速度减慢，进而使 S_2 关断过程的损耗下降，起到了缓冲的作用；同理，对于 S_1 而言，当 u_{S1} 上升时， C_1 上的电压通过 VD_2 向 U_i 放电，从而使得 S_1 管的开关损耗下降。

当 S_2 的管压降从零开始上升时，除了 C_{S2} 的结电容对 S_2 有缓冲作用外， C_2 对 S_2 的缓冲作用的结果相当于在 C_{S2} 上并联一个 C_2 电容所产生的缓冲效果，所不同的是如果直接在 C_{S2} 上并联 C_2 ，则在 S_2 开通时， C_2 上的能量将全部消耗在 S_2 上。

设在 $t=0$ 时， S_2 由开通变成关断，如图 4-16 (a) 所示， $u_{S2} = 0$ ， $u_{CS1} = 0$ ，变压器初级电流的变化规律为 $i(t)$ ，则 C_{S1} 上的电压为

$$u_{CS1} = \frac{\int_0^t i(t) dt}{C_{S1}} \quad (4-23)$$

而对于图 4-16 (b)，设在 $t=0$ 时， $u_{S2} = 0$ ， $u_{CS1} = 0$ ， $u_{C2} = E_C$ ，流向 C_{S1} 的电流为 $i_1(t)$ ，则流向 C_2 的电流为 $i(t) - i_1(t)$ ，根据 C_2 的放电情况， C_2 上的电压为

$$u_{C2} = \frac{C_2 E_C - \int_0^t [i(t) - i_1(t)] dt}{C_2} = E_C - \frac{1}{C_2} \int_0^t [i(t) - i_1(t)] dt \quad (4-24)$$

C_{S1} 上的电压为

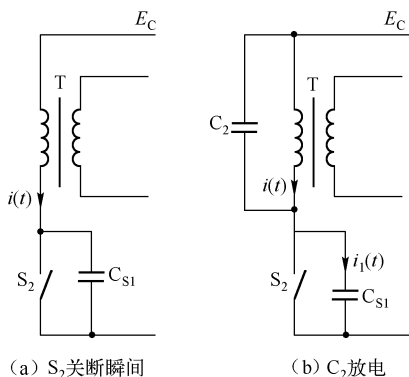


图 4-16 定量分量辅助电路图

$$u_{CS1} = \frac{\int_0^t i_1(t) dt}{C_{S1}} \quad (4-25)$$

从图 4-16 (b) 中可以看出 $U_{CS1} = E_C - U_{C2}$ 。

结合式 (4-24) 可得

$$u_{CS1} = E_C - u_{C2} = \frac{1}{C_2} \int_0^t [i(t) - i_1(t)] dt \quad (4-26)$$

由式 (4-25) 及式 (4-26) 可得

$$u_{CS1} = \frac{\int_0^t i(t) dt}{C_2 + C_{S1}} \quad (4-27)$$

由此可以看出 C_2 的缓冲作用等价于在 C_{S1} 上并联了一个电容 C_2 ， C_2 越大，缓冲效果越好。在 $t_2 \sim t_3$ 时段，变压器的初级电流为折算至初级的负载电流 I_0/n 和励磁电流 i_M 之和，

忽略 i_M , 则有 $u_{S2}(t) = I_0(t - t_2)/n(C_{S1} + C_{S2})$ 。

$t_3 \sim t_4$: 在 t_3 时刻, u_{S1} 上升到超过 $U_i/2$, 同理可以分析出 u_{S1} 也上升到超过 $U_i/2$; 此时主变压器的初级电压开始变为下正上负的极性, VD_7 承受反压截止, VD_8 导通续流。变压器的初级电流只剩下励磁电流 $i_M(t)$ 。

随着 $i_M(t)$ 继续对 C_{S2} 充电, 加在变压器初级绕组的电压反向逐渐增加。 C_{S2} 的电压继续上升, 直到 t_4 时刻, $u_{CS2} = U_i$, 同时 $u_{CS1} = U_i$, $u_{C1} = u_{C2} = 0$ 。

$t_4 \sim t_5$: 在 t_4 时刻, 钳位二极管 VD_1 、 VD_4 导通, 将变压器的初级电压钳位在 U_i 水平, 加在初级绕组的电压为 $-U_i$, 由于励磁电流的存在, 所以初级绕组的能量通过 VD_1 、 VD_4 释放到电源 U_i , 此时, 励磁电流的减少量为

$$\Delta i_M = \frac{U_i}{L_M}(t - t_4) \quad (4-28)$$

$t_5 \sim t_6$: 在 t_5 时刻, 励磁电流为零, VD_1 、 VD_4 关断, $u_{C1} = u_{C2} = 0$; 结电容 C_{S1} 、 C_{S2} 上的电压通过变压器的初级电感开始放电, 励磁电流从零开始反方向增加。当结电容电压下降到 $U_i/2$ 时, 本开关状态结束, 其持续时间为

$$t_{5-6} = t_6 - t_5 = T_M/4 \quad (4-29)$$

$$T_M = 2\pi \sqrt{L_M C_0/2} \quad (4-30)$$

此时励磁电流达到负向的最大值 I_M 。

$t_6 \sim t_7$: 在此状态下, 结电容电压 u_{CS1} 、 u_{CS2} 有继续下降的趋势, 则初级绕组电压将变为正, 次级绕组电压也将变成正, 使整流二极管 VD_7 导通。由于初级电流很小, 不足以提供负载电流, 所以续流二极管 VD_8 继续导通。在这段时间里, VD_7 和 VD_8 同时导通, 将次级绕组钳位在零位, 因此初级绕组电压也为零。

在 t_7 时刻, 开通 S_1 、 S_2 , 开始下一个开关周期。

当 S_1 、 S_2 开通时, E_c 通过 S_1 、 C_1 、 L_S 、 VD_6 、 C_2 、 S_2 形成谐振回路, 使 C_1 、 C_2 充电为 U_i , 这一过程的持续时间为谐振半周期 $\pi \sqrt{L_S C_0/2}$, 它必须小于 S_1 、 S_2 的最大开通时间并留有足够的余量。流过 L_S 的最大谐振电流 $I_p = U_i \sqrt{C_0/2L_S}$, 这个电流将流经 S_1 、 S_2 , 如果 L_S 选得过小或 C_0 选得过大, 则过大的 I_p 将会造成主功率管的附加损耗增大。因此, 在选取 L_S 、 C_0 过程中, 要求转换时间 $\pi \sqrt{L_S C_0/2}$ 比主功率管的最大开通时间小, 以及对主功率管的电流附加值 $U_i \sqrt{C_0/2L_S}$ 不大, 在这一原则下选取最大的 C_0 和最小的 L_S , 可以获得最佳的缓冲效果和最低的成本。

4.2.3 准谐振软开关反激变换器

准谐振软开关反激变换器的工作原理如图 4-17 所示。图中的 L_m 为初级电感, L_k 为初级漏感, 电容 C_d 包括开关管 S 的输出电容 C_{oss} 、变压器的匝间电容及电路中的其他一些杂散电容, R_p 包括变压器初级绕组的电阻及线路电阻。根据反激变换器的工作原理, 当电路工作在电感电流断续, 开关管 S 开通状态时, 流过变压器初级的电流峰值为

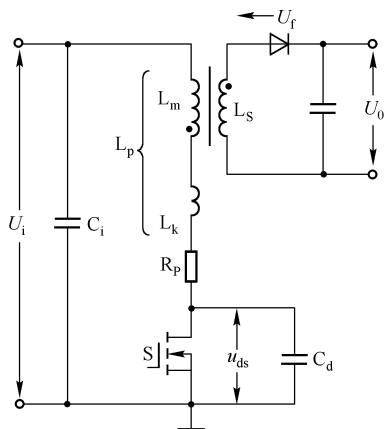
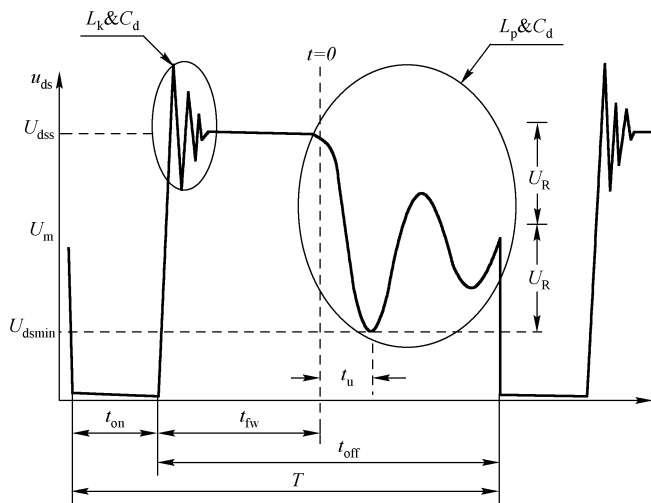


图 4-17 准谐振软开关反激变换器的工作原理图

$$I_{pk,p} = \frac{U_i}{L_p} t_{on} \quad (4-31)$$

式中, U_i 为输入直流电压; L_p 为初级电感, $L_p = L_m + L_k$; t_{on} 为开关管导通时间。

如图 4-18 所示为电路工作在 DCM 模式下开关管 S 上的 u_{ds} 波形。从图 4-18 可以看出, 当开关管 S 关断之后, S 两端会产生一个电压尖峰。这个电压尖峰是由变压器漏感 L_k 和电容 C_d 振荡的结果。振荡的幅值经过几个周期后减小为零, 此后 u_{ds} 保持不变, 等于 U_{dss} , 即

图 4-18 电路工作在 DCM 模式下开关管 S 上的 u_{ds} 波形

$$U_{dss} = U_i + n(U_{out} + U_f) \quad (4-32)$$

式中, n 为变压器变比; U_{out} 为输出电压; U_f 为次级整流二极管的导通压降。

经过一段时间 t_{FW} 以后, 反激能量完全传送给负载, 流过二极管的电流减小到零, 次级二极管截止, 变压器的初级电压也不再被钳位在 $n(U_{out} + U_f)$ 。电容 C_d 、初级电感 L_p 及电阻 R_p 将构成一个 R-L-C 谐振电路, 开关管 S 两端的电压将产生振荡, 如图 4-18 所示。 u_{ds} 的值可以用式 (4-33) 表示:

$$u_{ds}(t) = U_i + n(U_{out} + U_f)e^{-\alpha t} \cos(2\pi f_r t) \quad (4-33)$$

式中, α 为振荡的衰减系数; f_r 为谐振频率,

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p C_d}} \quad (4-34)$$

经过时间 t_U 后, u_{ds} 到达振荡的最低点 $U_{ds,min}$:

$$U_{ds,min} = U_i - n(U_{out} + U_f) \quad (4-35)$$

$$t_U = \pi \sqrt{L_p C_d} \quad (4-36)$$

由此可以看出, 如果 $n \geq (U_{out} + U_f) \geq U_{in}$, 让开关在 t_U 时刻导通, 则开关就能实现零电压开通; 如果 $n \leq (U_{out} + U_f) \leq U_i$, 尽管开关无法实现零电压开通, 但是让开关在 t_U 时刻导通仍然可以在最大程度上减小开关的开通损耗。从以上分析可以看出, 电路零电压开关工作的条件只与电路的设计参数相关, 而与电路的具体工作状态无关。

需要注意的是, 由于电路中的输入电压 U_i 会在一定范围内变化, 从而给电路的设计带来了一定困难。特别是在宽范围输入场合, 在整个输入范围内实现零电压开通将会非常困难。另外, 由于电路本质上工作在临界断续模式 (DCM boundary), 开关频率随着输入电压或负载的变化而变化, 所以其工作频率推导如下:

$$t_{on} = \frac{L_p I_{pk,p}}{U_i} \quad (4-37)$$

$$t_{fw} = \frac{L_p I_{pk,p}}{n(U_i + U_f)} \quad (4-38)$$

$$f_{sw} = \frac{1}{T_{sw}} = \frac{1}{t_{on} + t_{fw} + t_v} \quad (4-39)$$

由于电路工作在 DCM boundary 模式, 所以有

$$P_{in} = \frac{1}{2} L_p I_{pk,p}^2 f_{sw} \quad (4-40)$$

可以推导出开关频率 f_{sw} 为

$$f_{sw} = \frac{2f_T}{1 + \frac{f_T}{f_r} + \sqrt{1 + 2\frac{f_T}{f_r}}} \quad (4-41)$$

其中

$$f_T = \frac{1}{2P_{in} L_p \left(\frac{1}{U_i} + \frac{1}{U_R} \right)} \quad (4-42)$$

由此可见, 随着输入电压的升高或负载的减轻都会使开关频率上升。

4.2.4 半桥不对称 PWM 控制变换器

不对称脉宽调制半桥 DC/DC ZVS 变换器通过改变控制策略而不需增加额外的电子元件, 就能保持谐振变换器中的主开关管零电压导通, 同时当输入电压和负载在一个很大的范围内变化时, 它又可像常规 PWM 变换器那样通过恒频 PWM 控制调节输出电压。



1. 工作原理

不对称脉宽调制半桥 DC/DC ZVS 变换器的电路如图 4-19 所示。当开关 S_1 和 S_2 在不对称脉宽调制控制下工作时，忽略开关转换过程中的死区时间， S_1 、 S_2 的工作周期分别为 D 和 $(1-D)$ ，它们与两开关管上的寄生二极管 VD_1 、 VD_2 ，寄生电容 C_1 、 C_2 组成斩波器将输入直流电压转化成双向电压波形，再通过由隔直电容 C_B 和高频变压器初级漏感 L_r 组成的串联谐振电路将不连续电压转换成连续谐振电流，然后经由变压器次级的整流电路和感性滤波电路向负载提供稳定的直流电压。调节占空比 D 的大小就可以改变直流输出电压。

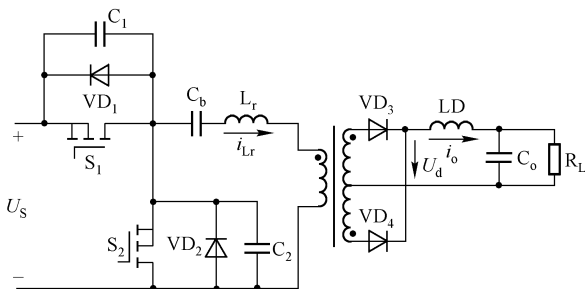


图 4-19 不对称脉宽调制半桥 DC/DC ZVS 变换器的电路图

2. 电路分析

分析电路稳态工作过程时，先做如下假设。



假设
条件

- (1) 忽略输出二极管的正向压降和电容。
- (2) 忽略纹波，电容 C_B 足够大，认为其电压 U_{CB} 近似为常数且等于 DU_S 。
- (3) 激磁电感 L_M 很大，并且认为激磁电流 I_M 为一常数。
- (4) 滤波电感 L_o 远大于谐振电感 L_r ，并且认为通过 L_o 的电流 I_o 连续。

该电路在一个开关周期中有 8 种工作模式，控制 S_1 的占空比 D 在 0% ~ 50% 范围内变化，具体分析如下。

$t_0 \leq t < t_1$: S_1 和 VD_3 导通，等效电路如图 4-20 所示。由于 L_o 和 L_M 远大于 L_r ，所以可以认为变压器初级电压是电网整流电压与隔直电容电压之差：

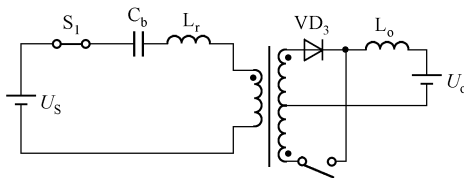


图 4-20 阶段 1 的等效电路图

$$U_{AB} = U_S - U_{CB} \quad (4-43)$$

谐振电感 L_r 上的电流为输出电流折算到初级的数值与激磁电流之和：

$$I_1 = I_o/N + I_M \quad (4-44)$$

持续时间为

$$t_1 = DT_s \quad (4-45)$$

$t_1 \leq t < t_2$: t_1 时刻, S_1 关断, 等效电路如图4-21所示。开关管 S_1 、 S_2 的寄生电容 C_1 、 C_2 被线性充、放电, 变压器次级的 VD_3 续流。此阶段的电流 I_{Lr} 近似保持不变, 持续时间为

$$t_2 = (1 - D) U_s \times C_R / I_1 \quad (4-46)$$

式中, $C_R = C_1 / C_2$ 。

$t_2 \leq t < t_3$: t_2 时刻, C_2 放电至 DU_s , C_1 充电至 $U_s (1 - D)$ 。此时变压器的初级电压 $U_{AB} = 0$, VD_4 开始导通, 和 VD_3 一起续流。 C_1 、 C_2 并联与 L_r 谐振, 此阶段的电流 I_{Lr} 线性下降, C_1 、 C_2 继续被充、放电。此阶段的等效电路如图4-22所示, 持续时间为

$$T_3 = t_3 - t_2 = \left[\arcsin \left(\frac{DU_s C_r \omega_0}{I_1} \right) \right] / \omega_0 \quad (4-47)$$

式中, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r (C_1 / C_2)}} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ 。

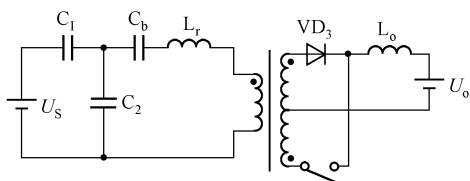


图4-21 阶段2的等效电路图

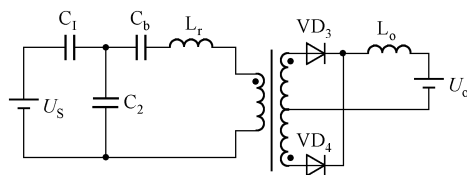


图4-22 阶段3的等效电路图

$t_3 \leq t < t_4$: t_3 时刻, 电容 C_2 放电到0, 开关管的寄生二极管 VD_2 立刻导通, 为 S_2 的开通创造零电压条件, 此阶段的等效电路如图4-23所示。谐振电感电流 I_{Lr} 正向减至0时刻为 $t = t'_3$, 此时变压器的初、次级仍被钳位在零, 有:

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} = -DU_s \quad (4-48)$$

由此可推出 S_2 的最大零电压开通时间 t_{on} 的表达式如下:

$$t_{on} = t'_3 - t_3 = L_r \frac{i_{Lr}(t_3)}{DU_s} \quad (4-49)$$

$t_3 \sim t_1$ 是两开关管开通的最小死区时间 T_{Dmin} , 加上阴影部分, 即 $(t_{on} + T_{Dmin})$, 为开关 S_2 零电压开通的最大死区时间 T_{Dmax} 。在 t_{on} 时间内, 任一时刻均可零电压开通 S_2 。此阶段的变压器初级仍被钳位在零伏, $-U_{Cb} (-DU_s)$ 加在 L_r 上, 其电流线性下降。在 t_4 时刻, I_{Lr} 降到 $(I_M - I_0 / N = I_2)$, VD_3 关断, VD_4 继续续流。

$t_4 \leq t < t_5$: 在此阶段 S_2 开通, 隔直电容相当于一个直流源向负载提供能量。该阶段的等效电路如图4-24所示。

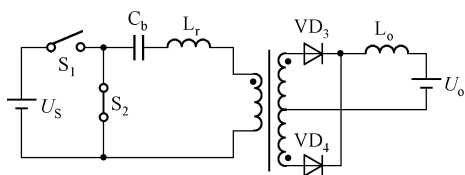


图4-23 阶段4的等效电路图

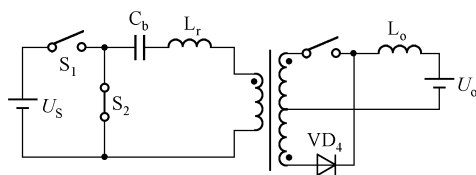


图4-24 阶段5的等效电路图



$t_5 \leq t < t_6$: 在 t_5 时刻, S_2 关断, C_1 、 C_2 线性充放电, 工作过程类似于阶段 2。该阶段的等效电路如图 4-25 所示。

$t_6 \leq t < t_7$: 在此阶段的起始, L_r 与 C_1 、 C_2 谐振, 工作过程类似于阶段 3。此阶段的等效电路如图 4-26 所示。

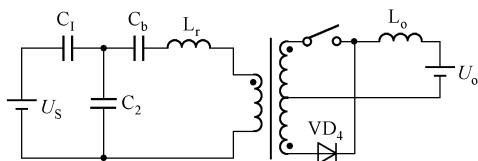


图 4-25 阶段 6 的等效电路图

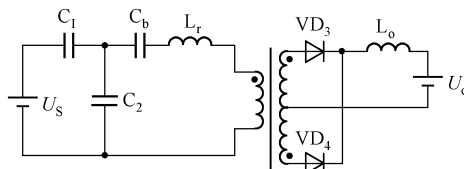


图 4-26 阶段 7 的等效电路图

$t_7 \leq t < t_8$: 此阶段的工作过程类似于阶段 4。此阶段的工作结束于电流 I_{LR} 反向过零后增加至 $(I_M + I_0/N)$, VD_3 开始导通。然后电路运行回到阶段 1, 完成一个开关周期的运行过程。此阶段的等效电路如图 4-27 所示。

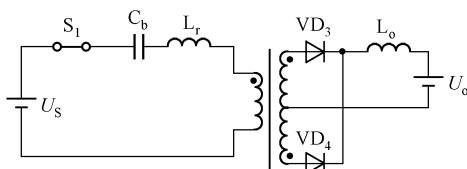


图 4-27 阶段 8 的等效电路图

4.2.5 正激式 ZVT-PWM 功率变换器电路分析

正激式 ZVT-PWM 功率变换器的主电路原理图如图 4-28 所示。主功率开关器件 S 、高频变压器 TR 、输出电感 L_o 、输出电容 C_o 及二极管 VD_1 、 VD_2 、 VD_3 组成典型的正激式 PWM 功率变换器, E_2 为负载电压。开关器件 S_A 、电感 L_r 和电容 C_r 及二极管 VD_4 组成一个辅助谐振网络。由于该辅助谐振网络的参与, 使得主功率开关器件 S 和输出二极管 VD_2 、 VD_3 都工作在零电压软开关状态。

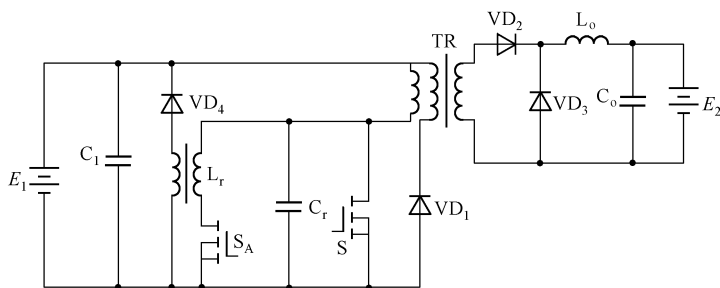


图 4-28 正激式 ZVT-PWM 功率变换器的主电路原理图

将该变换器的一个开关周期分成若干个子区间。假设在 t_0 以前主功率开关器件 S 和辅助管 S_A 都处于关断状态, 谐振电容 C_r 上的电压为母线电压 U_i , 输出端的续流二极管 VD_3 处

于续流状态。

$t_0 \sim t_1$: 在 t_0 时刻, 辅助管 S_A 立即饱和导通, 谐振电感 L_r 中的电流线性上升。变压器初级绕组中的电流即为 L_r 中的电流。当此电流小于负载电流的折算值时, VD_2 、 VD_3 再换流, 变压器处于短路状态, 因此 C_r 上基本维持电源电压不变。由于续流二极管 VD_3 在零电压下换流, 所以消除了由输出二极管换流造成的电磁干扰噪声。此阶段的等效电路如图 4-29 (a) 所示。

$t_1 \sim t_2$: t_1 时刻, 变压器初级绕组中的电流上升到负载电流的折算值, 输出二极管换流结束, 并且电感 L_r 和电容 C_r 开始谐振, 此时的等效电路如图 4-29 (b) 所示。谐振开始后, 电容 C_r 上的电压从 U_i 开始下降, L_r 中的电流继续上升。与此同时, 变压器的输出电压开始上升。图中的 L_{TR} 为变压器初级励磁电感, I_0' 为变压器负载电流的折算值。

$t_2 \sim t_3$: t_2 时刻, 谐振电容 C_r 上的电压放电到零, 主功率开关器件 S 上承受的电压下降到零, 电源电压全部加在了变压器绕组上。由于 L_r 中的电流不为零, 所以 L_r 、 C_r 谐振要继续下去, L_r 中的电流要对 C_r 反方向充电。但由于主功率开关器件 S 上反并联二极管的存在, 使其对 C_r 的反充电无法进行, 谐振电流只能经 S 的反并联二极管续流, 同时负载电流的折算值 I_0' 也流过 L_r 。此阶段的等效电路如图 4-29 (c) 所示。 S 的反并联二极管的导通为其实现零电压开通创造了条件。主功率开关器件的门极驱动信号应在其反并联二极管导通后加上。

$t_3 \sim t_4$: t_3 时刻, S 导通, 它是在零电压下导通的。 S 的电流上升, 辅助管 S_A 的电流下降, 变压器的初级电流由 S 和 S_A 两管共同承担。其等效电路如图 4-29 (d) 所示。

$t_4 \sim t_5$: t_4 时刻, 关断辅助管 S_A , L_r 的初级电流迅速衰减至零, 变压器的初级电流全部流经 S 。 L_r 初级绕组中的电流转移到次级绕组中并开始衰减, 当 L_r 的次级绕组电势高于电源电压 U_i 时, 二极管 VD_4 开始导通, L_r 中的储能回馈给电源。由于 L_r 中的储能不大, 所以回馈过程很短, L_r 的次级电流也很快衰减完毕。至此辅助换流结束, 变换器进入普通正激式 PWM 的导通阶段, 电能从电源流向负载。其等效电路如图 4-29 (e) 所示。在此阶段, 变压器 TR 初级除流过负载电流折算值 I_0' 以外, 其励磁电流也在线性上升。

$t_5 \sim t_6$: t_5 时刻, S 关断, 流经变压器初级的负载折算电流 I_0' 和励磁电流向谐振电容 C_r 充电, 使 C_r 上的电压上升。由于 C_r 与 S 是并联的, 所以在关断过程中作用于 S 的电压是呈斜坡上升的, 这样可实现 S 在接近零电压的情况下关断。

$t_6 \sim t_7$: t_6 时刻, 谐振电容 C_r 上的电压上升到电源电压 U_i , 此时变压器 TR 各绕组上的电压为零, 次级的整流二极管开始换流, 使得 VD_2 在零电压下关断, VD_3 与 VD_2 开始换流, 即从整流状态换到续流状态。 t_6 时刻后, 变压器的励磁电流要继续向 C_r 充电, 使得 C_r 上的电压高于电源电压 U_i , 并继续升高。变压器绕组电压的极性变反, 电压值近似线性上升, 因此作用于二极管 VD_2 上的反向电压呈斜坡状上升, 这样二极管 VD_2 关断时不会产生很大的反向恢复电流。

$t_7 \sim t_8$: t_7 时刻, C_r 上的电压被充到 $2U_i$, 变压器绕组上的反向电压达到 U_i 。当变压器绕组上的反向电压高于电源电压时, 回馈二极管 VD_1 开始导通, 变压器的励磁能量经 VD_1 送回电源。

$t_8 \sim t_0$: t_8 时刻, 变压器的励磁电流衰减为零, 即变压器的磁通复位。之后, C_r 从 $2U_i$ 放电到 U_i , 等待下一个周期 t_0 的到来。

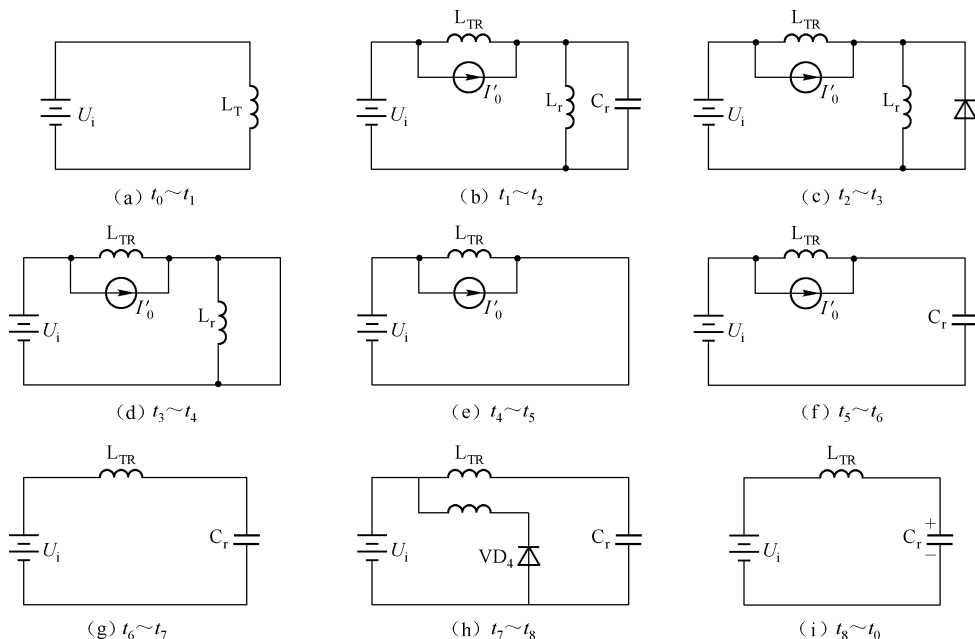


图 4-29 开关过程中的等效电路

4.2.6 零电流、零电压开关交错并联双管正激变换器

双管正激变换器具有开关管电压应力低、不存在桥臂直通危险、可靠性高等优点，但是它的一个突出缺点是工作占空比小于 0.5，导致整流输出的电压和电流脉动较大，使得滤波器的体积较大。为了克服这一缺点，可以采用交错并联结构。对于输出端，有两种并联方式，其中一种是在输出滤波电容侧并联，另一种是在续流二极管侧并联。后者要优于前者，因为当输出电流脉动相同时，在续流二极管侧并联的滤波电感量是在输出滤波电容侧并联的滤波电感量的 1/2。交错并联双管正激变换器的电路拓扑如图 4-30 所示，采用交错控制可以提高等效输出占空比，提高变换器的等效频率，减小输出电流脉动，进而减小滤波器的体积。为了抑制开关管关断时由于变压器漏感所产生的电压尖峰，在图 4-30 的电路拓扑中采用了 LCD 无损吸收网络。

这里的两个变换器的变压器的两个次级交错并联后，在输出滤波电容处再串联。为了简化分析，在如图 4-31 所示的各开关模式的等效电路中只画出了每个变压器的一个次级，并且假设所有开关和二极管均为理想器件；考虑到变压器输出端的续流二极管和整流二极管的换流过程，MOSFET 的漏源之间的结电容大小均为 C_s ； $C_1 = C_2$ ， $L_1 = L_2$ ；变压器变比 $n = N_1/N_2$ ，两变压器的漏感均为 L_k ；滤波电感足够大，这样滤波电感和滤波电容及负载电阻可以看成是一个电流为 I_0 的恒流源。

在前半个开关周期中，该电路拓扑有 7 个开关模式，对应的等效电路如图 4-31 所示。后半周期开关模式的开关模式与之相似。主要波形图如图 4-32 所示。

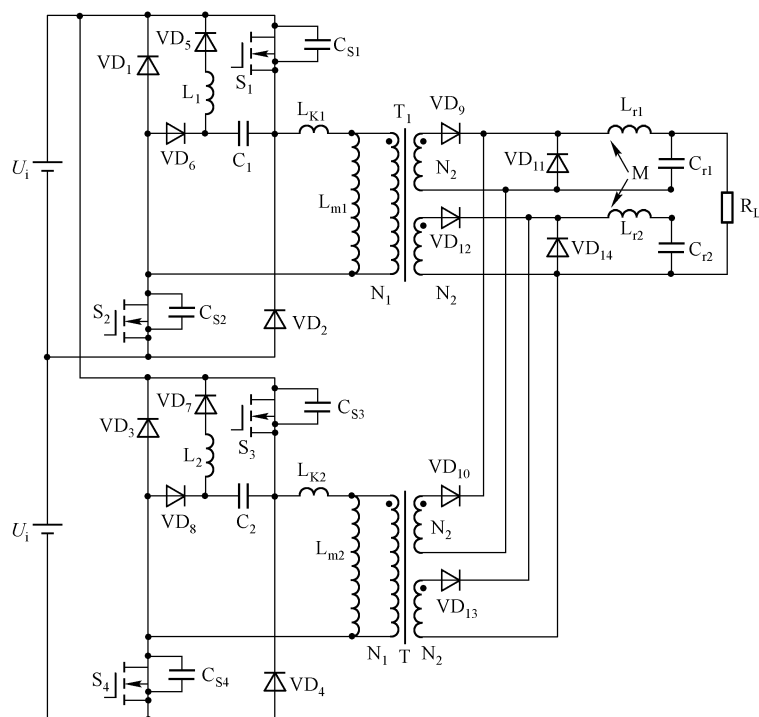


图 4-30 交错并联双管正激变换器的电路拓扑

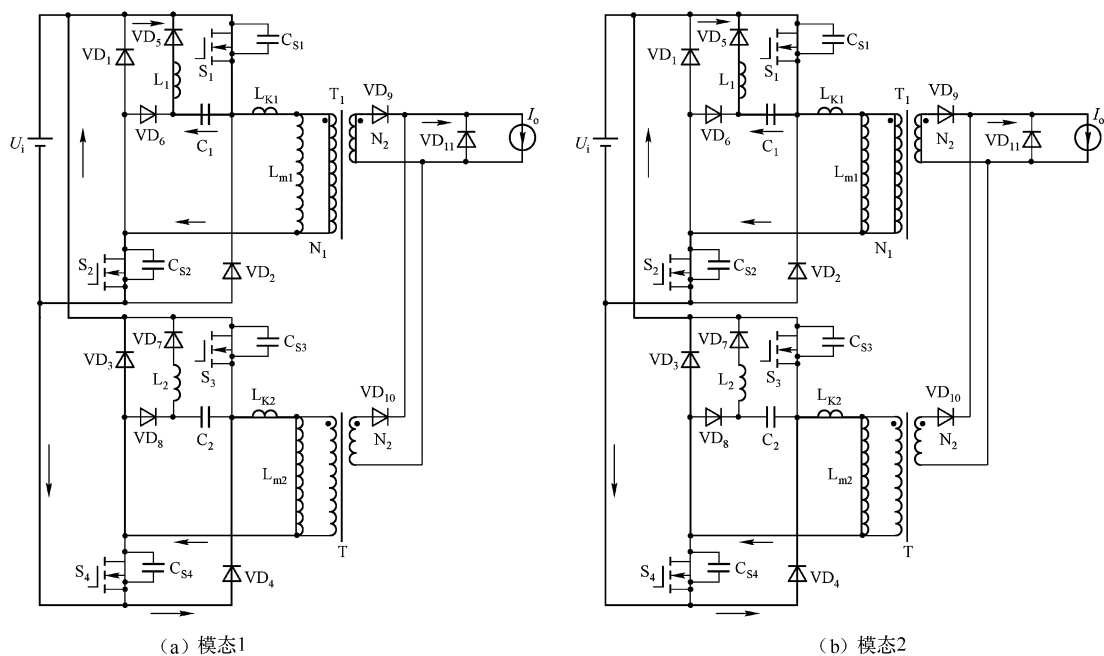


图 4-31 各开关模式的等效电路

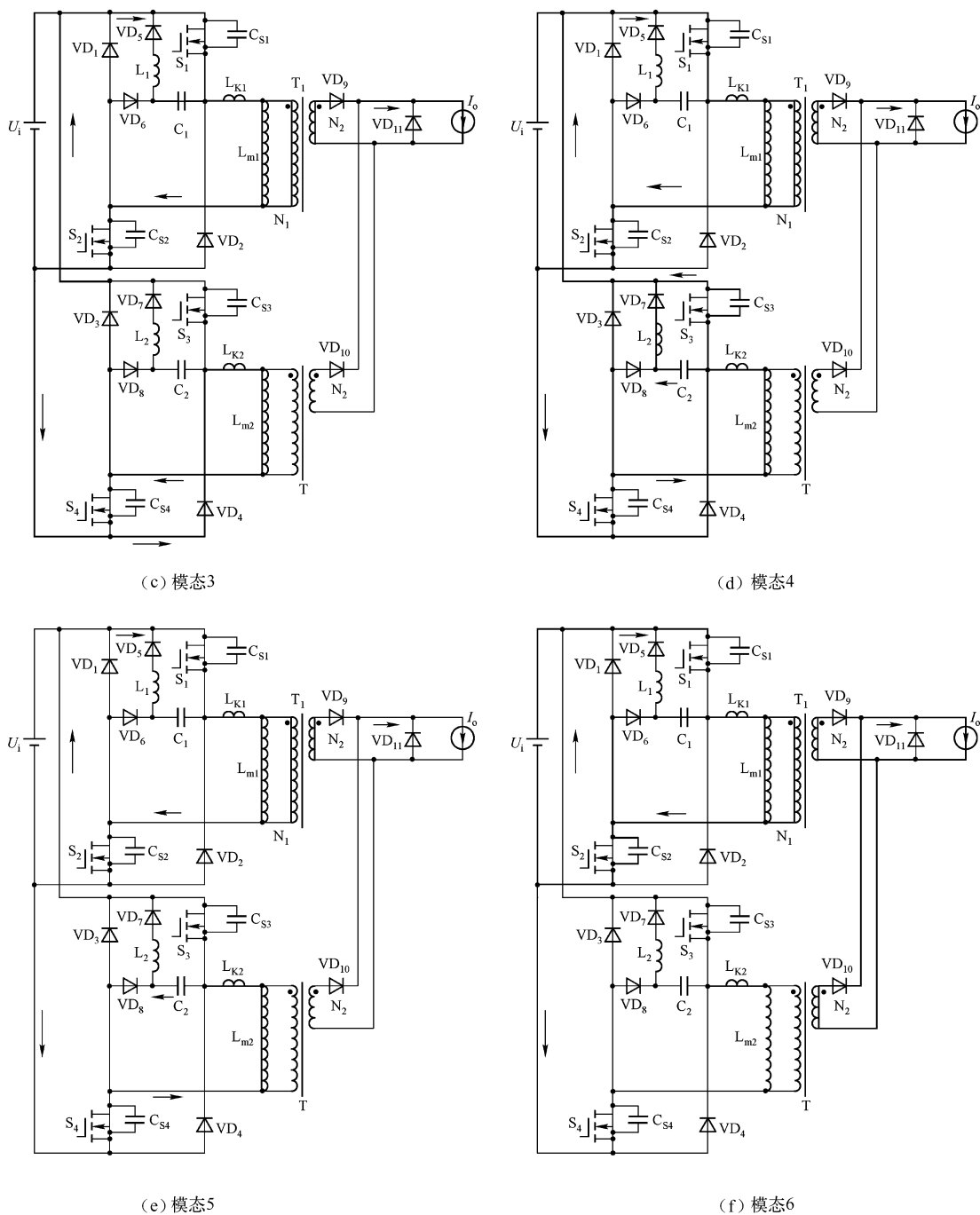
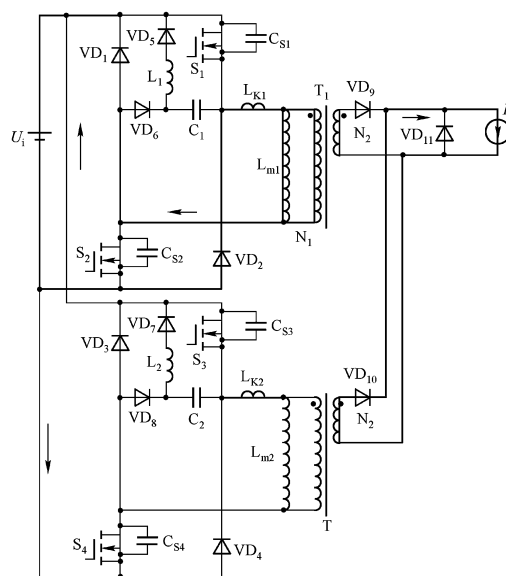


图 4-31 各开关模式的等效电路（续）



(g) 模式7

图4-31 各开关模态的等效电路 (续)

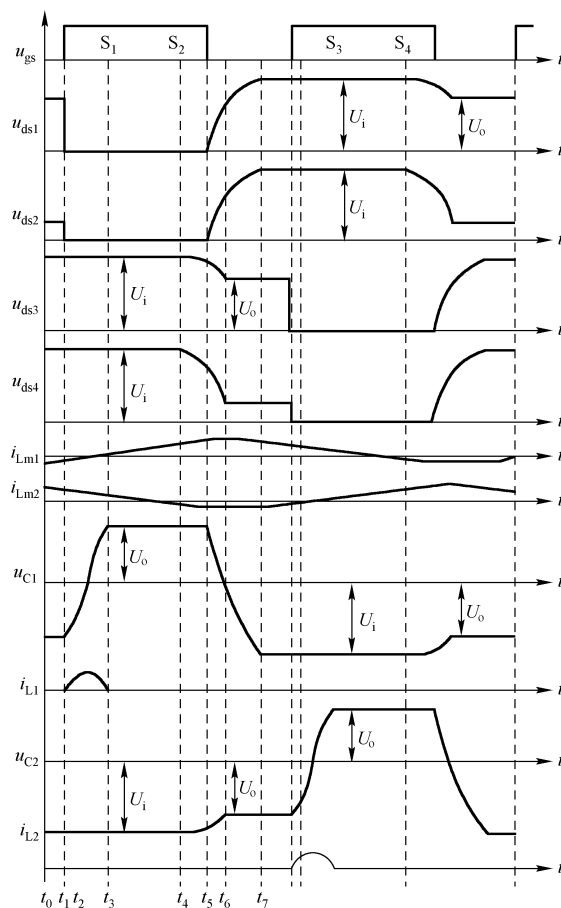


图4-32 主要波形图



$t_0 \sim t_1$: 在 t_0 时刻前, S_1 上的电压为 u_{ds1} , S_2 上的电压为 u_{ds2} , 且 $u_{ds1} > u_{ds2}$, 变压器 T_2 通过 VD_3 、 VD_4 磁复位。 t_0 时刻, S_1 和 S_2 同时开通。由于变压器有一定的漏感, 使得变压器 T_1 的初级电流由零逐渐增大到 $2I_0/n$, 且 I_0 从 VD_{11} 中换流到 VD_9 中。这时, C_1 上的初始电压为 $-U_C$, 且 $U_C < U_i$, 同时 L_1 、 C_1 和 VD_5 通过 S_1 谐振。此开关模态直到变压器 T_1 的初级电流达到 $2I_0/n$ 时结束, 持续时间为

$$t_1 - t_0 = \frac{2L_{K1(2)}I_0}{nU_i} \quad (4-50)$$

$t_1 \sim t_2$: 在 t_1 时刻, 变压器 T_2 继续磁复位。 L_1 、 C_1 和 VD_5 通过 S_1 继续谐振, 直到电容 C_1 上的电压由 $-U_C$ 变为 $+U_C$, 此开关模态结束。

$t_2 \sim t_3$: 在 t_2 时刻, S_1 、 S_2 继续开通。变压器 T_2 继续磁复位, 直到 $i_{Lm2} = 0$ 时, 此开关模态结束。

$t_3 \sim t_4$: 在 t_3 时刻, S_1 、 S_2 继续开通。 L_2 相对 L_{m2} 很小, 在此可忽略。变压器 T_2 的初级励磁电感 L_{m2} , 漏感 L_{K2} , S_3 与 S_4 的结电容 C_{S3} 、 C_{S4} 和 C_2 及 VD_7 经 U_i 谐振。从电路结构上可以看出, C_2 和 S_3 的结电容 C_{S3} 相当于并联, 且 C_2 比结电容 C_{S3} 大很多, 所以 S_3 上的电压下降速度要比 S_4 的慢很多。

$t_4 \sim t_5$: 在 t_4 时刻, S_1 、 S_2 在零电压下关断。 VD_6 开通, 折算到初级的负载电流 $2I_0/n$ 和励磁电流 i_{m1} 给 S_1 、 S_2 的结电容 C_{S1} 、 C_{S2} 充电。同时, C_1 被放电。变压器 T_2 的初级励磁电感 L_{m2} , 漏感 L_{K2} , S_3 与 S_4 的结电容 C_{S3} 、 C_{S4} 和 C_2 及 VD_7 经 U_i 继续谐振。此开关模态在 $u_{C1} = 0$, $u_{ds1} = u_{ds2} = U_i/2$ 时结束, 持续时间为

$$t_5 - t_4 = \frac{nU_i(C_{S1(2)} + C_1)}{4I_0} \quad (4-51)$$

$t_5 \sim t_6$: 在 t_5 时刻, S_1 、 S_2 的结电容 C_{S1} 、 C_{S2} 继续被充电, C_1 继续放电, 使得变压器 T_1 的初级承受反压, VD_9 关断, VD_{11} 续流, 则变压器 T_1 初级中只有励磁电流 i_{m1} 。变压器 T_2 的初级励磁电感 L_{m2} , 漏感 L_{K2} , S_3 与 S_4 的结电容 C_{S3} 、 C_{S4} 和 C_2 及 VD_7 经 U_i 继续谐振。当 T_2 的同名端电压为正时, VD_9 和 VD_{11} 同时开通, T_2 的励磁电流 i_{Lm2} 流经 VD_9 , 把变压器 T_2 次级钳位为零, 使得 $u_{ds4} < U_C = u_{ds3} < U_i$, 并保持不变, 直到下次开通。

$t_6 \sim t_7$: 在 t_6 时刻, $u_{ds1} = u_{ds2} = U_i$, $u_{C1} = -U_i$, $u_{C2} = -U_C$, VD_1 和 VD_2 开通, 变压器 T_1 通过 VD_1 、 VD_2 进行磁复位, 直到 S_3 、 S_4 同时开通时结束, 即下半个周期开始时结束。

4.2.7 零转换 PWM 变换器

一般而言, ZVS-QRC 变换器的电压应力较大, 且电压应力与负载变化范围成正比; ZVS-MRC 变换器也具有较大的电压应力和电流应力; ZVS-PWM 变换器则因串联谐振网络而导致较大的导通损耗。而零转换 PWM 变换器则不同, 它克服了前面 3 种结构的缺点, 电路性能大为改善。其电路结构的特点在于: 它的谐振网络与主开关管并联; 在开关转换期间, 谐振网络产生谐振, 获得零开关条件; 当开关转换结束后, 电路又恢复到正常的 PWM 工作方式。其辅助电路在很宽的输入电压和负载变化范围内可以最小的电压和电流应力为主开关管提供零电压开关, 这使得 ZVT (零电压转换) PWM 变换器在中大功率场合得到了广泛应用。零转换 PWM 变换器的主要优点如下。



优点

(1) 功率开关器件工作在软开关条件下, 承受的电压、电流应力较低; 谐振元件与主开关并联, 不参与功率传输, 因此使得主开关的电压、电流应力大大减小。

(2) 与以往的软开关变换器相比, 在整个输入电压和负载范围内, 都能较好地保持零电压特性。

(3) 辅助谐振网络并不需要处理很大的环流能量, 因此电路的导通损耗较小。

(4) 保留了 PWM 技术的优点, 实现了恒频控制。

由于零转换 PWM 电路的突出优点, 使其得到了广泛研究和应用。在多种零转换 PWM 电路拓扑中, 应用较为广泛的有改进型 ZVT-PWM 变换器、ZCT-PWM 变换器和 ZCZVT-PWM 变换器。

1. ZVT-PWM 变换器

如图 4-33 所示为普通 Boost ZVT-PWM 变换器拓扑。它的主开关管 S 上并联了一个由谐振电容 C_r (其中包含了主开关管 S 的输出电容和二极管理 VD 的结电容)、谐振电感 L_r 、辅助开关管 S_1 及二极管 VD_1 组成的辅助谐振网络。

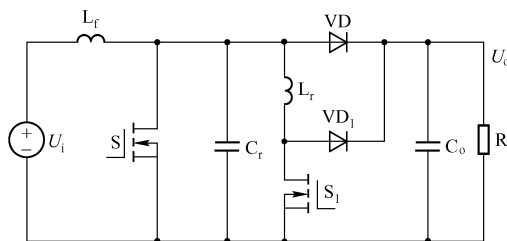


图 4-33 普通 Boost ZVT-PWM 变换器拓扑

在 S 每次导通前, 先使 S_1 导通, 使辅助谐振网络谐振。当 S 两端的电容电压谐振到零时, 导通 S。当 S 完成导通后, 立即关断 S_1 , 使辅助谐振电路停止工作。之后, 电路以常规的 PWM 方式运行。该拓扑结构在不增加电压、电流应力的情况下, 实现了 S 的零电压导通和 VD 的零电流关断。但由于 S_1 是在大电流 (接近谐振峰值电流) 下关断、大电压 (接近输出电压) 下开通的, 所以 S_1 处于硬开关工作状态。

如图 4-34 所示的改进的 ZVT-PWM 变换器拓扑与图 4-33 所示的普通 Boost ZVT-PWM 变换器拓扑相比, 只是在辅助谐振网络中增加了一个电容 C_B 和两个二极管 VD_1 、 VD_2 , 但却同时实现了主开关管 S_1 和辅助开关管 S_2 的软通/断。针对图 4-34 所示电路, 在以下假定条件下对其工作过程加以分析。

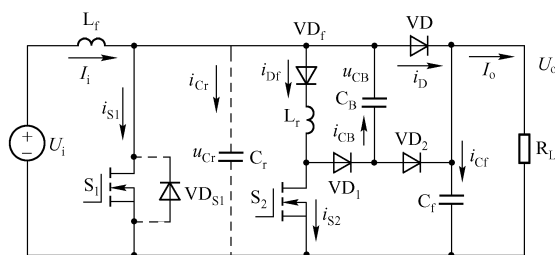


图 4-34 改进的 ZVT-PWM 变换器拓扑

器相比,该改进的拓扑在元器件数量方面没有增减,只是改变了组合方式,但同时实现了主开关管 S 和辅助开关管 S_a 的软通/断,并解决了输出整流二极管 VD 严重的反向恢复问题。针对图 4-36 所示电路,在以下假定条件下对其工作过程加以分析。



假定
条件

- (1) 输入电压 U_i 为常数,主电感 L_f 足够大,输入电流 I_i 为常数。
- (2) 输出电容 C_f 足够大,输出电压 U_o 为常数。
- (3) 谐振电路是理想的。
- (4) 谐振电感 $L_r \ll L_f$ 。
- (5) 忽略半导体器件的电压降和寄生电容。
- (6) 忽略 VD_r 及其他二极管的反向恢复时间,并设电路的初始状态为: S 及 S_a 均为关断状态, VD 处于导通状态; $i_{VD} = i_{Lr} = I_i$, $u_{Cr} = U_o$ 。

当该电路工作在稳态时,每个开关周期可划分为以下 8 个模式。

- $t_0 \sim t_1$: 在 t_0 时刻, S 开通, i_{Lr} 、 i_0 线性下降,直到 $i_{VD} = i_{Lr} = 0$, VD 关断,该模式结束。
- $t_1 \sim t_2$: 该模式类似于普通 PWM Boost 变换器的开通状态。
- $t_2 \sim t_3$: 在 t_2 时刻, S_a 开通, C_r 、 L_r 开始谐振,经过半个谐振周期, $u_{Cr} = -U_o$ 。
- $t_3 \sim t_4$: 在 t_3 时刻, VD_a 导通, S_a 关断, C_r 、 L_r 继续谐振, i_{Lr} 反向增大,直到 $i_{Lr} = I_i$, $i_s = 0$ (i_s 为开关 S 中的电流),该模式结束。
- $t_4 \sim t_5$: 在 t_4 时刻,主开关管 S 的反向二极管导通。
- $t_5 \sim t_6$: 在 t_5 时刻,主开关管 S 关断。
- $t_6 \sim t_7$: 在 t_6 时刻,恒流源 I_i 给 C_r 充电,直到 $u_{Cr} = U_o$, VD 导通,该模式结束。
- $t_7 \sim t_8$: 该模式类似于普通 PWM Boost 变换器的关断状态,直到 t_8 时刻,一个开关周期结束。

该电路实现了所有开关管和输出整流二极管 VD 都在较小的 di/dt 下软开通,在 ZCS 下关断,而且在主开关管 S 上没有附加的电流应力和导通损耗,大大减小了输出整流二极管的反向恢复电流。

3. ZCZVT - PWM 变换器

优化的软开关技术是用尽量少的辅助元器件,实现功率半导体器件同时在零电压和零电流下转换,综合 ZVT - PWM 变换器和 ZCT - PWM 变换器的优点,进一步完善零转换条件。如图 4-37 所示是一种 ZCZVT - PWM 变换器,它能实现主开关管同时在零电压和零电流下转换。

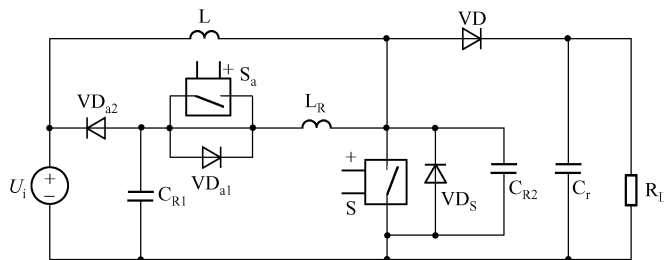


图 4-37 ZCZVT - PWM 变换器



在分析中设该电路的初始状态为：主功率开关管 S 及辅助开关管 S_a 均为关断状态，输出整流二极管 VD 处于导通状态， $u_{CR2} = U_o$ 。当该电路工作在稳态时，每个开关周期可划分为以下 13 个模态。

$t_1 \sim t_2$ ：在 t_1 时刻， S_a 开通， C_{R1} 、 L_R 谐振， i_{LR} 、 u_{CR1} 均增加，直到 $u_{CR1} = U_i$ ，该模态结束。

$t_2 \sim t_3$ ：在 t_2 时刻， VD_{a2} 导通， i_{LR} 继续增加，直到 $i_{LR} = I_i$ ，此时 VD 自然关断。

$t_3 \sim t_4$ ： C_{R2} 、 L_R 谐振， u_{CR2} 减小， i_{LR} 继续增加，直到 $u_{CR2} = 0$ 。

$t_4 \sim t_5$ ：在 t_4 时刻， VD_s 导通， L_R 释放能量， i_{LR} 减小，直到 $i_{LR} = I_i$ ，该模态结束。

$t_5 \sim t_6$ ：在 t_5 时刻， S 导通，当 L_R 完全释放能量时， $i_{LR} = 0$ ， $i_s = I_i$ （ i_s 为开关 S 中的电流），该模态结束。

$t_6 \sim t_7$ ： C_{R1} 、 L_R 通过 S 和 VD_{a1} 开始半周期谐振，此时关断 S_a 。

$t_7 \sim t_8$ ：该阶段与普通 Boost PWM 变换器的开通状态一样。

$t_8 \sim t_9$ ：在 t_8 时刻， S_a 开通， C_{R1} 、 L_R 谐振， i_{LR} 增加， i_s 下降，直到 $i_{LR} = I_i$ ， $i_s = 0$ 。

$t_9 \sim t_{10}$ ：在 t_9 时刻， VD_s 导通， S 关断，当 i_{LR} 再次达到 I_i 时， VD_s 关断，该模态结束。

$t_{10} \sim t_{11}$ ：在 t_{10} 时刻， C_{R2} 、 C_{R1} 、 L_R 谐振，直到 $u_{CR1} = U_i$ ， VD_{a2} 导通。

$t_{11} \sim t_{12}$ ：在 t_{11} 时刻， C_{R2} 、 L_R 继续谐振，直到 $i_{LR} = 0$ ， VD_{a1} 开通， VD_{a2} 关断。

$t_{12} \sim t_{13}$ ：在 t_{12} 时刻， C_{R2} 、 C_{R1} 、 L_R 谐振，当 i_{LR} 再次达到 $i_{LR} = 0$ 时， VD_{a1} 关断，此时关断 S_a ，该模态结束。

$t_{13} \sim t_{14}$ ：输入电流 I_i 给 C_{R2} 充电， u_{C2} 线性增加到 U_o ，此时 VD 导通，进入下一个周期。

该电路实现了主开关管 S 同时在零电压和零电流条件下开通和关断，辅助开关管 S_a 在零电流条件下开通，在零电压和零电流条件下关断，输出整流二极管 VD 在零电压下转换，从而既综合了 ZVT-PWM 变换器和 ZCT-PWM 变换器的优点，又克服了它们各自的缺点，大大减小了开关损耗。

4.2.8 推挽工作模式软开关 DC/DC 变换器

1. 软开关与硬开关下的推挽工作模式

1) 硬开关电路

如图 4-38 所示为推挽式硬开关电路的工作原理图。它有以下三种工作模式。

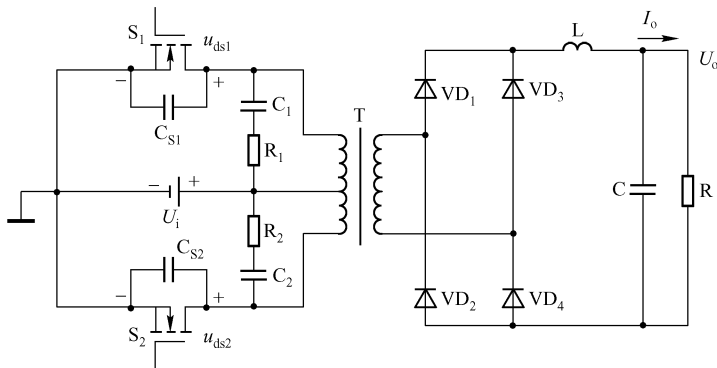


图 4-38 推挽式硬开关电路的工作原理图

模式1: S_1 导通, S_2 截止, 初级电流流经 S_1 , 同时变压器次级的电流通过 VD_1 和 VD_4 向负载供电。

模式2: S_2 导通, S_1 截止, 初级电流流经 S_2 , 同时变压器次级的电流通过 VD_3 和 VD_4 向负载供电。

模式3: S_1 和 S_2 都截止, 变压器的初级不向次级传输能量, 则负载的能量来自次级的滤波电感 L 和滤波电容 C 。

功率管控制电压 U_{gl} 和功率管两端的电压 U_{ds1} 的工作波形如图 4-39 所示, 功率管导通电压降波形如图 4-40 所示。由于电感的原因, 功率管导通电压降呈锯齿波形, 如图 4-40 中的 $u_{ds\text{on}}$ 。变换器的工作条件为: $U_i = 12\text{V}$, $U_o = 200\text{V}$, $I_o = 1.5\text{A}$, $f_s = 50\text{kHz}$, $L = 200\mu\text{H}$, $R_1 = R_2 = 10\Omega/2\text{W}$, $C_1 = C_2 = 0.01\mu\text{F}$, 功率管为 BUZ100SL。

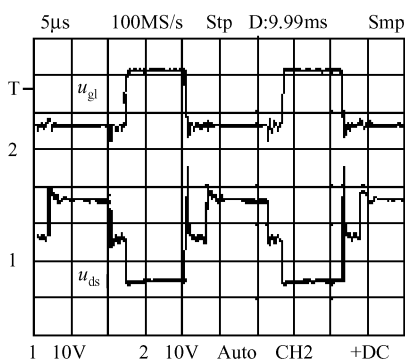


图 4-39 功率管控制电压 U_{gl} 和功率管两端的电压 U_{ds1} 的工作波形

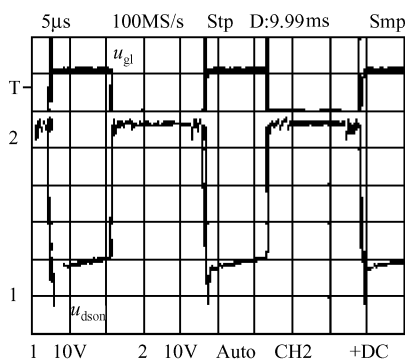


图 4-40 功率管导通电压降波形

在上述工作条件下测得整机效率仅为 74%, 且功率管发热比较严重。通过改变吸收电路参数, 并联功率管, 调节输出滤波参数显示, 并联功率管和适当增加 L 值可以明显提高整机的效率。

增大吸收电容可以降低功率管关断时的冲击电压, 减小功率管的关断损耗, 但通过吸收电容转移过来的能量必须由吸收电路中的功率电阻在一个开关周期内给消耗掉, 因此整机效率还是没有提高, 只是实现了功耗的转移。

并联功率管时, 开关导通电阻减小, 在导通电流不变的情况下, 开关的导通损耗下降, 整机效率得以提高。增大输出滤波电感时, 折算到初级的电感也随之增大, 由 $L di/dt = U_i$ 可知, 此时流经功率管电流的变化率降低, 电流的峰值下降, 则开关的导通损耗也随之下降。但当电感增大到一定值时, 由于电感自身损耗的增加大于开关导通损耗的减小, 则整机效率反而下降。硬开关时效率随参数变化的情况如表 4-1 所示。

表 4-1 硬开关时效率随参数变化的情况

电感 L (μH)		100	200	400	500
效率 (%)	单管	72	74	82	80
	并管	75	78	88	84

电感的增加, 会带来变换器的体积和成本的增大。在不增加变换器的体积和成本的基础上, 改进方法是将串联谐振软开关技术引入推挽变换器中。



2) 软开关电路

如图 4-41 所示为软开关电路的原理图，如图 4-42 所示是其理想的工作波形，图中的 U_{g1} 为开关管 S_1 的控制极电压； i_1 为开关管 S_1 的工作电流； U_{ds1} 为开关管 S_1 的漏源极电压； U_{g2} 为开关管 S_2 的控制极电压； i_2 为开关管 S_2 的工作电流； U_{ds2} 为开关管 S_2 的漏源极电压； i_r 为电感 L_r 中的电流。它有以下四种工作模式。

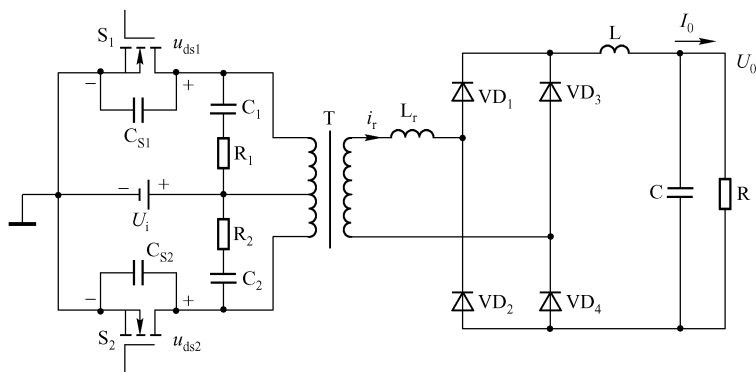


图 4-41 软开关电路的原理图

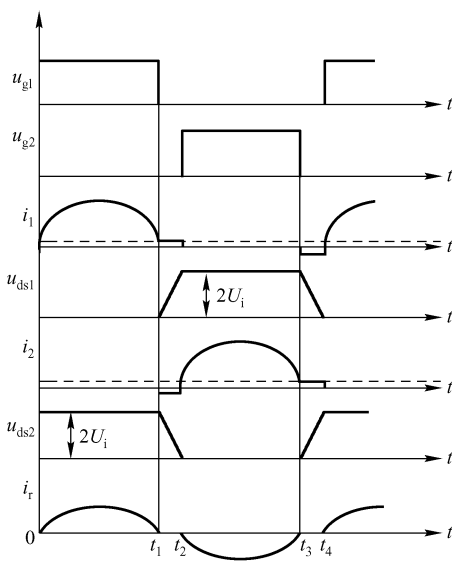


图 4-42 理想的工作波形

$0 \sim t_1$: S_1 在零电压下导通，通过 L_r 、 C_r 谐振，使得当流经 S_1 的电流谐振到零时， S_1 实现零电流关断。

$t_1 \sim t_2$: S_1 关断而 S_2 还未导通时，通过变压器剩余的激磁电流，使 C_{s1} 充电至 $2U_i$ ，同时 C_{s2} 上的电压放电到零。

$t_2 \sim t_3$: S_2 在零电压下导通，通过 L_r 、 C_r 的谐振，使得当流经 S_2 的电流谐振到零时， S_2 实现零电流关断。

$t_3 \sim t_4$: S_2 关断而 S_1 还未导通时，通过变压器剩余的激磁电流，使 C_{s2} 充电至 $2U_i$ ，同

时 C_{s1} 上的电压放电到零。

在硬开关电路的基础上, 调整部分元器件及参数如下。

(1) 变压器磁芯仍用 EE55, 变比由 2:2:50 改为 2:2:42; 次级漏感为 $50\mu\text{H}$ 。

(2) 谐振电容满足:

$$2\pi f_s = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (4-52)$$

$$C_r = \frac{1}{(2\pi f_s)^2 \times L_r} \quad (4-53)$$

式中, $f_s = 50\text{kHz}$ 为变换器的工作频率; $L_r = 50\mu\text{H}$ 为变压器的漏感, 即谐振电感; C_r 为谐振电容, 由式 (4-53) 可得电容为 $0.2\mu\text{F}$ 。

由于变压器初、次级的匝比降低, 所以工作于软开关模式下的变压器可采用 EE50 磁芯和骨架。表 4-2 列出了硬开关与软开关两种电路所需元件的比较。

表 4-2 硬开关与软开关两种电路所需元件的比较

开关类型	变压器磁芯和骨架	输出滤波电感	输出滤波电容	谐振电容	吸收电路
硬开关	EE55	$360\mu\text{H}$	$220\mu\text{F}/250\text{V}$	不需要	$R = 10\Omega/2\text{W}$ $C = 0.01\mu\text{F}/50\text{V}$
软开关	EE50	不需要	$3.3\mu\text{F}/250\text{V}$	$0.2\mu\text{F}/250\text{V}$	不需要

这两种电路的主要性能比较如表 4-3 所示。

表 4-3 硬开关与软开关两种电路的主要性能比较

开关类型	最高效率	功率管电压应力	输出电压纹波	EMI
硬开关	88%	近似为 3 倍 U_i 值	$<1.5\%$	一般
软开关	92.5%	为 2 倍 U_i 值	$<0.5\%$	较小

从图 4-43 中可看出, 推挽变换器在软开关模式下的工作效率比硬开关模式高, 但其效率随输出功率的变化而变化。

2. 电感分裂式推挽换向软开关技术

推挽电路因控制简单、无直通现象等优点, 在中、低电压输入变换器中得到了广泛应用, 但推挽电路中的两个开关管处于硬开关状况, 随着开关频率的增高, 开通功耗较大。在推挽电路中通过分裂次级直流滤波电感将其等效到初级, 可以实现推挽电路的零电压开通。

1) 电路拓扑结构及工作原理

电感分裂式推挽换向软开关主电路的结构及开关管的控制信号如图 4-44 (a) 和图 4-44 (b) 所示。它与一般推挽电路的不同之处有两点: 一是次级滤波电感分裂为两个 ($L_1 = L_2 = L$); 二是变压器次级给出了两个去磁绕组 L_{N3} 、 L_{N4} , 它们与 VD_3 、 VD_4 、 L_1 、 L_2 一起构成去磁回路。

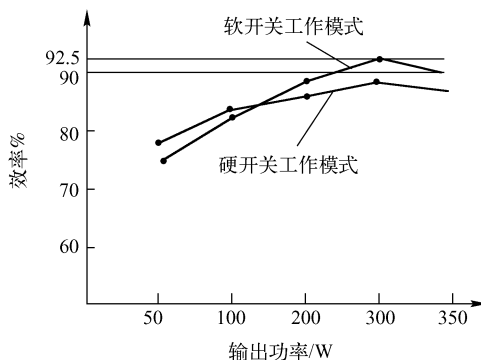


图 4-43 变换器的效率



如图 4-44 所示的电路可以分为以下几个工作过程。

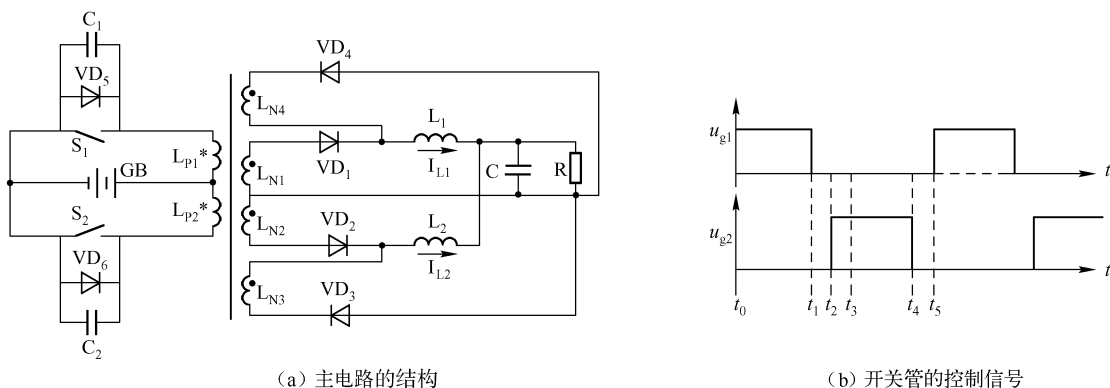


图 4-44 电感分裂式推挽换向软开关主电路的结构及开关管的控制信号图

$t_0 \sim t_1$ 阶段：即开关管 S_1 导通期间，变压器次级的 L_{N2} 产生下正上负的感应电压，变压器向负载传输能量，此时变压器次级的 L_{N2} 、二极管 VD_2 、电感 L_2 和负载形成回路； t_1 时刻， S_1 关断， S_1 两端的电压被电容 C_1 钳位而不能突变，因此 S_1 是软关断的。

$t_1 \sim t_2$ 阶段： t_1 时刻， S_1 关断， L_{p2} 、GB、 VD_6 形成初级励磁泄放回路；同时，在 L_{N3} 两端产生上正下负的感应电压，此时二极管 VD_3 导通，电感 L_2 与负载 R 和变压器次级 L_{N3} 形成 i_{12} 的续流回路； t_2 时刻， S_2 被驱动，设此时 i_{12} 电流未泄放到零，则初级的 VD_6 仍为导通状态， S_2 两端电压为零，实现了零电压开通。

$t_2 \sim t_3$ 阶段：仍然是 i_{12} 的续流阶段； t_3 时刻， i_{12} 泄放完毕。

$t_3 \sim t_4$ 阶段： t_3 时刻， $i_{12} = 0$ ， L_{p2} 上的电流换向，变压器次级绕组的 L_{N1} 两端产生上正下负的感应电压，二极管 VD_1 导通； t_4 时刻以后，重复上半周工作过程。

综合上述过程，可以看出该电路是在 S_1 、 S_2 都不导通期间（ $t_1 \sim t_2$ ，下半周工作过程为 $t_4 \sim t_5$ ）实现软开关的， L_1 （ L_2 ）的续流电流耦合到初级，形成 VD_5 、 VD_6 换向电流，这个电流只要能维持到 S_1 、 S_2 的驱动脉冲到来，就可以实现零电压开通。

分裂的 L_1 、 L_2 电流叠加对负载来说为连续状态，因此 L_1 、 L_2 的综合效果是一个直流滤波电感，但单个电感 L_1 或 L_2 的电流在整个周期是不连续的，在 S_1 或 S_2 开通期间呈交流电感性质，因此它和桥臂换向时串联在初级的电感所起的作用一样。

2) 基本关系式

依据上述电路的工作过程，得到各换向阶段的等效电路如图 4-45 所示。

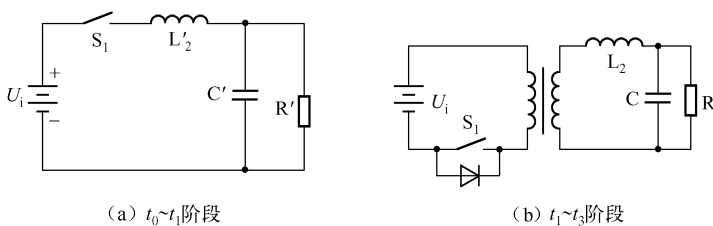


图 4-45 各换向阶段的等效电路

$t_0 \sim t_1$ 阶段: 变压器传输能量的阶段, 此时的等效拓扑结构如图 4-45 (a) 所示。图中的 L'_2 是变压器初级漏感和次级电感的等效电感, R' 为变压器次级负载折合到初级的等效负载, C' 为变压器次级电容折合到初级的等效电容, 则流过等效负载和等效漏感的电流 i_{12} 满足式 (4-54):

$$R'L'_2C'\frac{d^2i_{12}}{dt^2} + L'_2\frac{di_{12}}{dt} + i_{12}R' = U_i \quad (4-54)$$

该电路的初始条件为 $i_{12}(t_0) = 0$, $U'_C(t_0) = U_{\min}$, 可求得该电路的解为

$$i_1(t) = Ae^{-\frac{1}{2R'C'}}\cos(\omega_0 t + \varphi) + \frac{U_S}{R'} \quad (4-55)$$

式中, $\omega_0 = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{4}{L'_2C'} - (\frac{1}{2R'C'})^2}$; $A = \sqrt{[U_i(1 + \frac{L}{2R'C'}) - U_{\min}]^2 + (\frac{U_i}{R'})^2 e^{\frac{t_0}{2R'C'}}$; $\varphi = \arccos(-\frac{U_i}{AR'} \cdot e^{\frac{t_0}{2R'C'}}) - \omega_0 t_0$ 。

$t_1 \sim t_3$ 阶段: 续流阶段, 其等效电路为图 4-45 (b) 所示。变压器次级回路的状态方程为

$$\begin{bmatrix} i_{12} \\ U_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{12} \\ U_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [U_{\text{INS}} \quad 0] \quad (4-56)$$

式中, L_2 为变压器的次级电感; U_{INS} 为变压器的次级端电压。

边界条件: $i_L(t_2) = I_{\text{LP}}$, $U_C(t_2) = U_{\text{OP}}$ (I_{LP} 为峰值电流, U_{OP} 为峰值电压, U_C 为电容器端电压)。若电路是理想的, 即

$$U_{\text{OP}} = \frac{N_{\text{INS}}}{N_p} U_i \quad (4-57)$$

式中, N_{INS} 为变压器的次级匝数; N_p 为变压器的初级匝数。

这里假设 $u_C(t) = \text{常数}$, 则求解式 (4-56) 得到

$$i_{12} = I_{\text{LP}} - \frac{1}{L_2(U_C(t) - U_{\text{INS}})t} \quad (t > t_1) \quad (4-58)$$

i_{12} 的续流时间为

$$\Delta t = \frac{I_{\text{LP}}}{\frac{1}{L_2}[U_C(t) - \frac{N_{\text{INS}}}{N_p}U_i]} \quad (4-59)$$

由式 (4-59) 可以看出, 只要 $\Delta t > (t_3 - t_1)$, 电路就可实现零电压软开关。由等效电路图 4-45 (b) 及式 (4-56) 可以看出, $L_1(L_2)$ 在电路中实质上起到了桥臂换向中的换向交流电感作用, 因此它也存在占空比丢失问题。由于 $L_1(L_2)$ 的开通电流与续流电流的等效回路参数基本相同, 所以当 $NL_{N3} = NL_{N1} = NL_{N2}$ 时, 极易造成 $S_1(S_2)$ 电流为锯齿波电流, 它加大了开关器件的电流应力。虽然可以通过改变 $(N_L N_1 / N_p)$ 的比值来改变续流时间 Δt , 但这不是理想办法。

4.2.9 ZVS - PWM 全桥 DC/DC 变换器

移相控制的全桥 PWM 变换器存在一个主要缺点, 即滞后臂开关管在轻载下难以实现零



电压开关,使得它不适合负载范围变化大的场合。当电路不能实现零电压开关时,将产生以下几个后果。



后果

(1) 由于开关损耗的存在,需要增加散热器的体积。

(2) 开关管开通时存在很大的 di/dt , 将会造成大的 EMI。

(3) 由于次级二极管的反向恢复, 高频变压器次级漏感上的电流瞬变作用, 在二极管上产生电压过冲和振荡, 所以在实际应用中必须在次级二极管上增设 RC 吸收网络。

针对上述问题, 常见的解决方法是在变压器初级串接一个饱和电感 L_s , 扩大变换器的零电压开关范围。但是采用这一方法后, 电路仍不能达到全工作范围的零电压开关。而且由于饱和电感在实际应用中不可能具有理想的饱和特性, 所以会导致以下几个问题。



后果

(1) 增加了电路环流, 从而增加了变换器的导通损耗。

(2) 加重了次级电压占空比的丢失, 从而增加了初级电流及次级二极管的电压应力。

(3) 饱和电感以很高的频率在正、负饱和值之间切换, 磁芯的损耗会很大, 发热严重。

改进型全桥移相 ZVS - PWM DC/DC 变换器是针对上述缺点所提出的一种电路拓扑。它通过在电路中增加辅助支路, 使开关管能在全部负载范围内达到零电压开关, 它在小功率 ($< 3\text{kW}$) 电路中具有明显的优越性。

1. 改进型全桥移相 ZVS - PWM DC/DC 电路一

如图 4-46 所示是一种改进型全桥移相 ZVS - PWM DC/DC 变换器。与基本的全桥移相 PWM 变换器相比, 它只在滞后臂增加了由电感 L_{rx} 及电容 C_{rx} 两个元件组成的一个辅助支路。

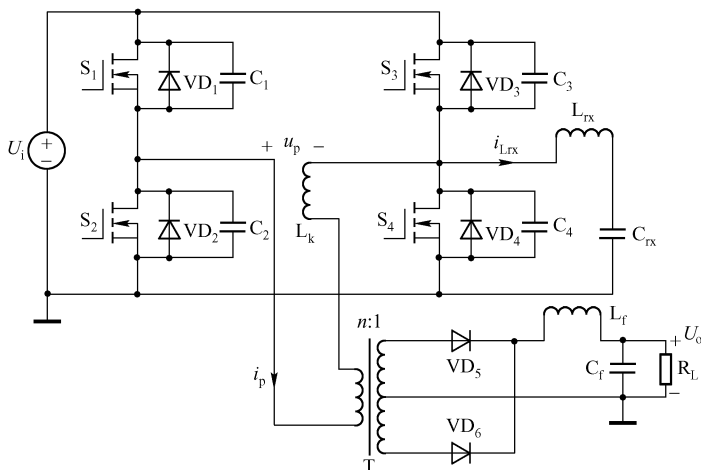


图 4-46 改进型全桥移相 ZVS - PWM DC/DC 变换器

在由 L_{rx} 及 C_{rx} 组成的辅助谐振支路中, 电容 C_{rx} 足够大, 其上的电压 U_{Crx} 应满足:

$$U_{Crx} \approx \frac{1}{2} U_{in} \quad (4-60)$$

电感 L_{rx} 上得到的是一个占空比为 50% 的正、负半周对称的交流方波电压，其幅值为 $U_i/2$ 。电感上的电流峰值 $I_{Lrx(max)}$ 为

$$I_{Lrx(max)} = \frac{U_i T_s}{8L_{rx}} \quad (4-61)$$

式中， U_i 为输入直流电压； T_s 为开关周期。

该电路采用移相控制方式，它的主电路的工作原理也和基本的全桥 PWM 变换器完全一样。由于辅助支路的存在，所以可以保证滞后臂开关管在全部负载范围内的零电压开通和关断。

为了便于分析电路的工作过程，对该电路的工作条件做以下假设。

假设
条件

- (1) 所有功率开关管及二极管均为理想器件。
- (2) 所有电感及电容均为理想元件。
- (3) 考虑功率开关管输出结电容的非线性，有 $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = (4/3)C_{oss}$ ，并记 $C_3 + C_4 = C_0$ 。
- (4) 考虑变压器的漏感 L_k ；由于电感 L_{rx} 及电容 C_{rx} 足够大，所以可以认为电感 L_{rx} 上的电流 i_{Lrx} 在死区 t_d 内保持不变。

该电路在 t_0 时刻之前的波形如图 4-47 所示，变压器初级的二极管 VD_1 ，

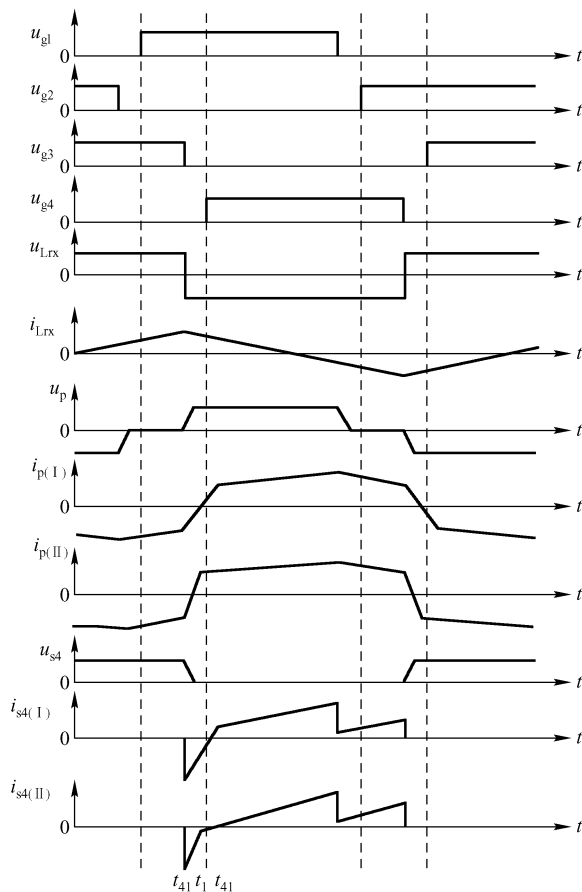


图 4-47 电路的主要波形（死区时间被放大）



开关管 S_3 ，变压器次级的二极管 VD_5 处于导通状态，变压器初级的电流 i_p 通过二极管 VD_1 和开关管 S_3 流通，并在输出电压 nU_0 的作用下线性下降，电路处于环流状态，实际电流方向与电流参考方向相反。在 t_0 时刻，变压器初级电流 $i_p(t_0)$ 为

$$i_p(t_0) = -\frac{1}{n} \left[I_0 - \frac{(U_{in} - nU_0)}{4f_s U_{in} L_f} \right] = -I_1 \quad (4-62)$$

式中， I_0 是 t_0 时刻变压器初级的电流； I_1 是次级输出滤波电感 L_f 的电流最小值反射到初级的电流值，显然， I_1 的大小取决于负载情况。

在图 4-47 中， u_{g1} 为开关管 S_1 的控制极电压； u_{g2} 为开关管 S_2 的控制极电压； u_{g3} 为开关管 S_3 的控制极电压； u_{g4} 为开关管 S_4 的控制极电压； U_{Lrx} 为电感 L_{rx} 的端电压； i_{Lrx} 为电感 L_{rx} 中的电流； U_p 为变压器初级的电压； U_{S4} 为开关管 S_4 的漏-源电压； i_p 为变压器初级的电流； i_{S4} 为开关管 S_4 的漏-源电流； $i_{p(I)}$ 、 $i_{p(II)}$ 、 $i_{S4(I)}$ 、 $i_{S4(II)}$ 的下标 (I) 表示 $i_p(t_d) \leq I_1$ 时，(II) 表示 $i_p(t) = I_1$ 时 ($t \leq t_d$)。

此时，辅助支路电感 L_{rx} 上的电流 $i_{Lrx}(t_0)$ 为

$$i_{Lrx}(t_0) = I_{Lrx(max)} \quad (4-63)$$

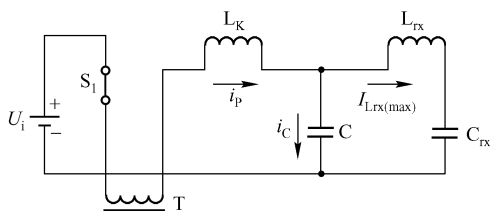


图 4-48 $t_0 \sim t_1$ 时间段电路的等效拓扑

$t_0 \sim t_1$ 时间段：在 t_0 时刻，开关管 S_3 在电容 C_3 及 C_4 的作用下零电压关断；从 t_0 时刻开始，电路开始发生 LC 谐振，使 C_3 充电， C_4 放电，此阶段的等效电路如图 4-48 所示，其中 C 为 C_3 与 C_4 的并联，变压器初级的电压及电流分别为 u_p 和 i_p ，电容 C 上的电压及电流分别为 u_c 和 i_c 。在这一时间段有

$$u_p = L_K \frac{di_p}{dt} \quad (4-64)$$

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} \quad (4-65)$$

$$u_p + u_c = U_i \quad (4-66)$$

$$i_p - i_c = I_{Lrx(max)} \quad (4-67)$$

初始条件为 $i_p(t_0) = -I_1$ ， $u_c(t_0) = U_i$ 。解上述方程式并代入初始条件，可得

$$i_p = -(I_{Lrx(max)} + I_1) \cos \omega t + I_{Lrx(max)} \quad (4-68)$$

$$u_p = \sqrt{L_K/C} (I_{Lrx(max)} + I_1) \sin \omega t \quad (4-69)$$

$$u_c = U_i - \sqrt{L_K/C} (I_{Lrx(max)} + I_1) \sin \omega t \quad (4-70)$$

$$i_c = -(I_{Lrx(max)} + I_1) \cos \omega t \quad (4-71)$$

式中， $\omega = 1/\sqrt{L_K C}$ 为谐振角频率。

直到 t_1 时刻，电容 C_4 上的电压谐振到零，二极管 VD_4 自然导通，这一谐振过程才结束。这一时间段的长度为

$$t_1 = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{U_{in}}{\sqrt{L_K/C} (I_{Lrx(max)} + I_1)} \quad (4-72)$$

此时有

$$i_p(t_1) = -(I_{Lrx(max)} + I_1) \cos \omega t_1 + I_{Lrx(max)} = I_2 \quad (4-73)$$

$t_1 \sim t_d$ 时间段：在 t_1 时刻， VD_4 导通，变压器初级电流 i_p 在输入电压 U_i 的作用下线性上升。此阶段的等效电路如图 4-49 所示。在这一时间段有

$$u_p = U_i \quad (4-74)$$

$$i_p = I_2 + \frac{U_i}{L_K}(t - t_1) \quad (4-75)$$

式中， I_2 为变压器次级的电流。

此过程可分为以下两种情况。

图 4-49 $t_1 \sim t_d$ 时间段电路的等效拓扑

当死区 t_d 结束时， $i_p(t_d) \leq I_1$ ，则在 t_d 时刻，初级电流为

$$i_p(t_d) = I_2 + \frac{U_i}{L_K}(t_d - t_1) \quad (4-76)$$

设在 t_2 时刻 ($t_2 < t_d$)， $i_p(t_2) = I_1$ ，则在时刻 t_2 ，这一过程结束。此后保持

$$i_p(t) = I_1 (t_2 \leq t \leq t_d) \quad (4-77)$$

初级通过变压器向次级提供能量。在 t_d 时刻，初级电流为

$$i_p(t_d) = I_1 \quad (4-78)$$

开关管 S_4 实现零电压开通的条件是在 t_d 时刻，开关管 S_4 上的电压为零，即 $u_c(t_d) = 0$ ，必须满足

$$i_p(t_d) \leq I_{Lrx(max)} \quad (4-79)$$

t_d 时刻之后：在 t_d 时刻，开关管 S_4 开通，由于此时二极管 VD_4 处于导通状态，开关管两端的电压被钳位为零，所以开关管 S_4 实现了零电压开通。

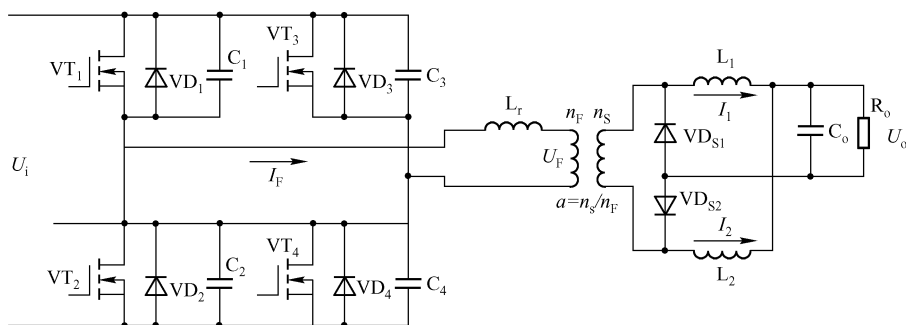
2. 改进型全桥移相 ZVS DC/DC 变换器电路二

改进型全桥移相 ZVS DC/DC 变换器的主电路和各点波形如图 4-50 所示，改进型的电路拓扑与基本型电路的主要差别在于次级整流电路，该整流电路被称为倍压整流器（Current-Doubler Rectifier, CDR），是目前应用的热点之一。与全波整流相比，倍压整流器的高频变压器次级绕组仅需一个单一绕组，不用中心抽头；与桥式整流相比，倍压整流器使用的二极管数量少一半。因此可以说，倍压整流器是结合全波整流和桥式整流两者优点的新型整流器。当然，倍压整流器要多使用一个输出小滤波电感。但该电感的工作频率及输送电流均比全波整流器的要小一半，因此可做得较小。另外，双电感也更适合于分布式功率耗散的要求。

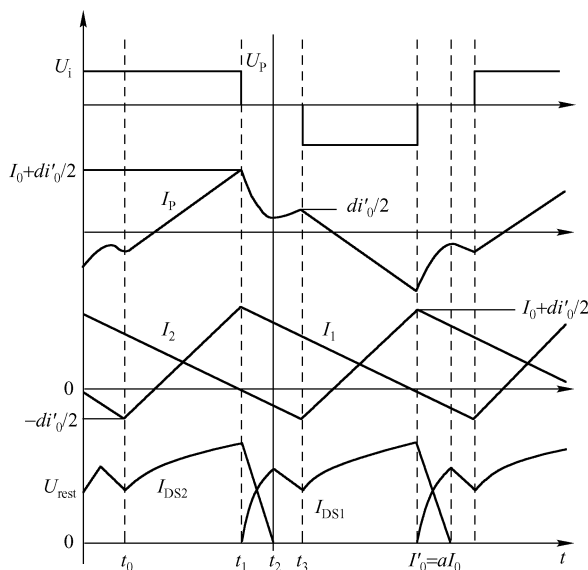
由于该电路的工作状态在一个周期内可以分为两个完全一样的过程，所以这里仅分析半个周期的情况，而这半个周期又可以分为以下三种开关模式。

开关模式 1： $t_0 < t < t_1$ ，其中 $t_1 = DT_s/2$ 。此时 VT_1 和 VT_4 同时导通，变压器次级电感 L_1 和整流管 VD_{s2} 导通，初级能量向负载端传递。此模式的等效电路如图 4-51 所示。图中的 a 为变压器变比， U_i 是直流母线电压， I_1 和 I_2 分别是电感 L_1 和 L_2 的电流 ($L_1 = L_2 = L_s$)。当 VT_4 关断时，该模式过程结束。

开关模式 2： $t_1 < t < t_2$ ，其中 $t_2 \leq T_s/2$ 。在 t_1 时刻关断 VT_4 ，此时次级电感 L_1 中储存的能量给 VT_4 电容（或并联电容）充电，同时为 VT_3 两端的电容提供放电通路，使 VT_3 两端的电容电荷放掉。为了实现软开关， VT_4 关断和 VT_3 开通之间至少要存在一个死区时间 Δt_1 ，使得



(a) 改进型全桥移相ZVS DC/DC 变换器的电路



(b) 改进型全桥移相ZVS DC/DC 变换器的各点波形

图 4-50 改进型全桥移相 ZVS DC/DC 变换器的电路和各点波形

在 VT_3 开通前 VD_3 首先导通。当 VD_3 导通后，变压器次级的两个二极管 VD_{S1} 和 VD_{S2} 同时导通，电路工作在续流状态。此时的等效电路如图 4-52 所示。

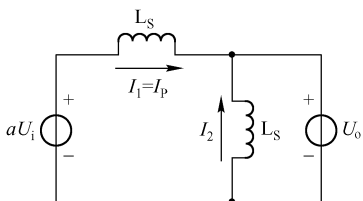


图 4-51 开关模式 1 的等效电路图

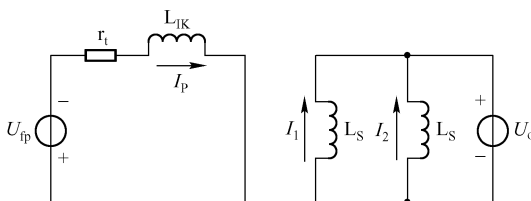


图 4-52 续流状态的等效电路图

开关模式 3: $t_2 < t < t_3$, 其中 $t_3 = T_s/2$ 。当电路处于该模式时，电路初级的导通情况与以上的开关模式 2 一致。此时由于换流过程结束， VD_{S2} 关断，所以等效电路如图 4-53 所示。此时， I_1 、 I_2 与开关模式 2 相同，但是 VD_{S1} 中将流过全部的负载电流。当 VT_1 关断时，该模式结束，此时次级电感 L_2 中储存的能量同时给开关管 VT_1 和 VT_2 的漏-源端的电容充电和放电。

VT₁关断后,VD₂和VD₃将导通,这时就可以给VT₂和VT₃一个开通触发信号了。当电流反向后,VT₂、VT₃导通,能量再次从初级传递到次级,于是VT₂、VT₃都是零电压开通的。由于对称性,所以剩下的半个周期的工作状态与以上完全相同,由此可以得到负载端的输出电压为

$$U_o = \frac{aDU_i}{2} \quad (4-80)$$

由式(4-80)可知,输出电位与输入电位之间为1/2倍的关系。由上述工作原理可以得到如下结论。



结论

- (1) 超前臂开关管和滞后臂开关管的ZVS都利用了次级输出滤波电感的能量来实现,因此串联在初级的电感值可以大大减小,甚至可以不需要串联电感,而只使用变压器的初级漏感。
- (2) 软开关实现时,能量由次级电感和初级电感共同提供,因此可以在较宽的负载范围内实现ZVS。
- (3) 超前臂开关管和滞后臂开关管实现软开关ZVS的条件没有基本型电路苛刻,并且由于次级电感的影响,使得它们之间的软开关实现条件的差异较之基本型电路大大减小。

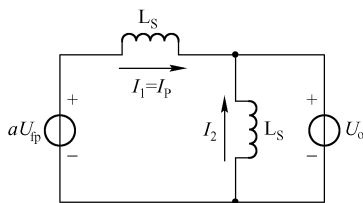


图4-53 开关模态3的等效电路图

4.2.10 有限双极性控制ZVZCS PWM全桥变换器

全桥移相ZVS变换器近年来得到了广泛关注。然而,这种控制方法有以下几个明显的缺点。



缺点

- (1) 由于存在环流,所以开关管的导通损耗大,轻载下的效率较低,特别是当占空比较小时,损耗更严重。
- (2) 输出整流二极管存在寄生振荡。
- (3) 为了实现滞后桥臂的ZVS,必须在电路中串联电感,这就减小了有效占空比,增大了初级电流定额。

为了解决这些问题,研究全桥移相ZVZCS变换器的主要思路是超前桥臂实现ZVS,滞后桥臂实现ZCS,这样在很大程度上解决了全桥移相ZVS变换器存在的一些问题,如环流在很大程度上减小乃至消除了;由于不需要外加电感,所以有效占空比减小等问题也随之不存在了。

所谓ZVZCS,就是超前桥臂实现零电压导通和关断,滞后桥臂实现零电流导通和关断。ZVZCS方案可以解决ZVS方案的固有缺陷,即可以大幅度降低电路内部的循环能量,提高变换效率,减小次级占空比丢失的概率,提高最大占空比,而且其最大软开关范围不受输入电压和负载的影响。

滞后桥臂零电流开关是通过在初级电压过零期间使初级电流复位来实现的,即当初级电流减小到零后,不允许其继续反方向增长。实现滞后桥臂的ZCS,可以分成有源和无源两种方法。目前,实现初级电流复位的方法有以下几种。



方法

(1) 利用超前桥臂开关管的反向雪崩击穿,使储存在变压器漏感中的能量完全消耗在超前桥臂的 IGBT 中,为滞后桥臂提供零电流开关的条件。

(2) 在变压器初级使用隔直电容和饱和电感,在初级电压过零期间,将隔直电容上的电压作为反向阻断电压源,使初级电流复位,为滞后桥臂开关管提供零电流开关的条件。

(3) 在变压器次级整流器输出端并联电容,在初级电压过零期间,将次级电容上的电压反射到初级作为反向阻断电压源,使初级电流迅速复位,为滞后桥臂开关管提供零电流开关的条件。

采用次级有源钳位的 ZVZCS 方法增加了成本,并且由于需要复杂的隔离驱动而降低了可靠性。无源的方法又分为次级无源钳位和初级无源钳位,也可以将原、次级的无源钳位同时加上,这样效果更好。

但移相控制本身还有一个难以克服的缺点,即死区时间不好调整。当负载较重时,由于环流大,超前桥臂功率管上并联的电容放电较快,所以实现零电压导通比较容易,但当负载较轻时,超前桥臂功率管上并联的电容放电很慢,超前桥臂的开关管必须延时很长时间后导通才能实现 ZVS。专用的移相控制芯片(如 UC3875 等)很难调整这个死区时间。而采用有限双极性控制的控制方法,配合上面的 ZVZCS PWM 全桥拓扑,能实现超前和滞后桥臂全范围的 ZVZCS,从而实现超前桥臂的零电压和滞后桥臂的零电流开关。这种拓扑结构的缺陷是 L_{lk} 要折中选择,若 L_{lk} 太小,则当负载电流很小时,超前桥臂不能实现零电压开关;若 L_{lk} 太大,又会限制 i_{Llk} 的变化速度,从而限制变换器开关频率的提高。变换器给负载供电的方式是电流源形式,当电感 L_{lk} 的电流变化时,输入电流脉动很大,要求滤波电容很大。该电路可以工作在电流临界连续状态,必须采用频率控制,但不利于滤波器的优化设计。

1. ZVZCS PWM 全桥电路的有限双极性控制过程

有限双极性控制 ZVZCS PWM 全桥电路的功率部分如图 4-54 所示。图中的 $S_1 \sim S_4$ 四个功率管(内带续流二极管)组成一个全桥电路。其中, S_1 、 S_2 组成超前桥臂,两端分别并联有吸收电容 C_1 、 C_2 ,用来实现 S_1 、 S_2 的 ZVS。图中的 L_1 为高频变压器的漏感; C_b 为隔直电容,用来实现滞后臂(由 S_3 、 S_4 组成)的 ZCS。

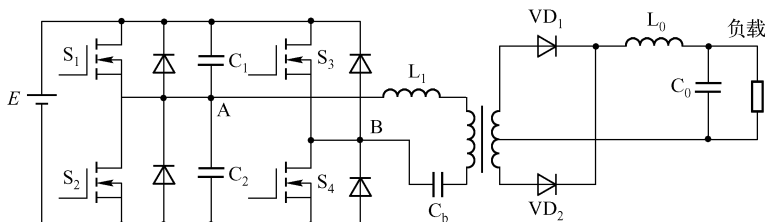


图 4-54 ZVZCS PWM 全桥电路示意图

在有限双极性方法控制下, $S_1 \sim S_4$ 的驱动时序如图 4-55 所示。其中 u_{g1} 、 u_{g2} 为脉宽可调的定频变宽脉冲; u_{g3} 、 u_{g4} 为互补方波,频率、脉宽固定。当然考虑到直通的问题, u_{g3} 、 u_{g4} 不能同时为 1,要错开一个固定的死区时间。 u_{g1} 、 u_{g4} 的上升沿(表示 S_1 、 S_4 开始

导通)一致, u_{g2} 、 u_{g3} 的上升沿一致。 u_{AB} 表示加在隔直电容及变压器两端的电压。由于超前桥臂并联电容的存在, 所以变压器端电压在下降时不会突然到零, 而是有一个过渡过程, 其时间取决于并联电容的大小及负载电流等条件。 i_p 为变压器绕组电流。 u_{cb} 为隔直电容 C_b 上的电压, 其幅值取决于 C_b 的大小及其他条件。 C_b 越小, u_{cb} 幅值越大, ZCS 实现得越好, 但同时开关管电压应力又增大, 因此 C_b 不能太小, 一般要让 u_{cb} 的最大值小于直流输入电压的 10%。

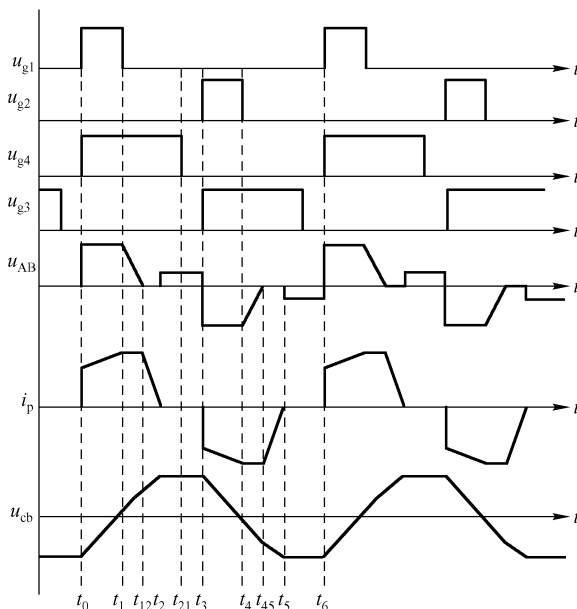


图 4-55 全桥电路有限双极性控制时序及各变量响应图

2. 电路工作过程的分析

在 t_0 时刻, S_1 、 S_4 同时导通, 变压器初级的电流 i_p 开始上升, 流向是从 S_1 到 L_1 、变压器、 C_b 、 S_4 。功率从初级流向次级, 同时隔直电容 C_b 上的电压开始上升。为了简化分析, 暂不考虑变压器的励磁电流和次级电流 I_0 的波动, 因此变压器初级的电流 $i_p(t)$ 为

$$i_p(t) = I_{op} = I_0/n \quad (4-81)$$

式中, I_{op} 为变压器初级在 t_0 时刻的电流; n 为变压器初、次级的匝比。

当然, 在实际电路中, 由于次级整流二极管的反向恢复过程, 所以 $i_p(t)$ 的上升沿有一个尖峰。 C_b 两端的电压 $u_{cb}(t)$ 为

$$u_{cb}(t) = \frac{i_p t}{C_b} - u_{cbp} \quad (4-82)$$

式中, u_{cbp} 为电容 C_b 上的最大电压。

在 t_1 时刻, S_1 关断 (S_1 的关断是 ZVS 关断), 初级电流 i_p 通过 C_1 (充电)、 C_2 (放电) 继续按原方向流动。 C_2 经过一段时间的放电, 在 t_{12} 时刻, 其上的电压降到零, S_2 上的反并联二极管开始导通续流。此阶段, 电容 C_2 两端的电压 $u_{c2}(t)$ 的变化过程为

$$u_{c2}(t) = I_{opt}/(C_1 + C_2) \quad (4-83)$$



并有

$$t_{12} - t_1 = E(C_1 + C_2)/I_{op} \quad (4-84)$$

式中, I_{op} 为变压器初级在 t_1 时刻的电流; E 为直流输入电压。

由于 C_b 上的电压作用, 在 t_2 时刻环流衰减到零, 则初级电流的变化过程为

$$i_p(t) = I_{op} - u_{cbp}t/L_1 \quad (4-85)$$

该状态的持续时间 (即环流时间) 为

$$t_2 - t_{12} = I_{op}L_1/u_{cbp} \quad (4-86)$$

此时 $u_{cb}(t)$ 达到最大值 U_{cbp} 。由式 (4-87) 可近似得到

$$t_2 - t_0 = 2U_{cbp}C_b/I_{op} \quad (4-87)$$

在 $t_2 \sim t_3$ 时刻, 电容 C_b 上的能量通过变压器漏感对 S_2 的输出电容充电。由于时间常数很小, 所以可认为该过程响应速度很快, 谐振过程很快结束。稳定时, S_2 两端的电压保持为 U_{cbp} 。

t_2 时刻, S_4 关断, 显然, 由于此时 S_4 上的电压、电流均为零, 所以 S_4 是 ZVZCS 关断的。经过一个固定的死区时间后, 在 t_3 时刻, S_2 、 S_3 同时导通, 由于此时 S_2 两端的电压为 U_{cbp} , 由设计可保证 $U_{cbp} < 10\% E$, 且环流已衰减到零, 所以可近似认为 S_2 是 ZVZCS 导通的。而 S_3 是硬开关导通的, 而且 S_3 导通时其两端电压大小约为直流输入电压的大小。而在普通硬开关工作方式下, S_3 导通时其两端电压是直流输入电压的一半, 因此在 ZVZCS 控制模式下, S_3 导通时输出电容上的能量损耗反而比普通硬开关状态下大, 这是这种方法最大的缺点。为了减少该缺点所带来的不利因素, S_3 、 S_4 可选择输出电容较小的功率管, 如 IGBT。

在 t_3 时刻之后, 该电路的工作过程和 $t_0 \sim t_3$ 时类似。

3. 全范围实现 ZVS 和 ZCS 的约束条件

由式 (4-87) 可以看到, 当占空比一定时, 隔直电容 C_b 越小, U_{cbp} 越大。由式 (4-86) 可看到, 变压器漏感越小, u_{cbp} 越大, 则环流时间越短, 因此 ZCS 实现得越充分。将式 (4-87) 代入式 (4-86), 并设 $t_{12} - t_0 = DT/2$ (D 为占空比, T 为开关周期), 则有

$$t_2 - t_{12} = 4C_bL_1/DT \quad (4-88)$$

由此可见, 在电路参数固定的情况下, 环流时间是一个固定值, 不依赖于负载。适当减小开关频率, 从而使 DT 变大, 可使环流时间 $t_2 \sim t_{12}$ 减小, 有利于 ZCS 的实现。

由式 (4-84) 可看到 C_1 、 C_2 越大, 超前桥臂由导通转截止后, C_2 上的电压降到零的过渡时间越长, 因此 ZVS 实现得越好。而且负载越轻 (I_{op} 越小), 过渡时间越长。而移相控制由于超前桥臂的上下两个开关管的导通基本是互补的, 所以在轻载时很难实现开关管的 ZVS 导通。相比之下, 有限双极性控制方法就显示出了它的优越性。例如, 当 S_1 关断后, S_2 导通时刻由移相控制时的 $t_{12} \sim t_3$ 时刻推后到了 t_3 时刻, 可以充分保证只有当 S_2 的续流二极管导通后才使 S_2 导通, 从而保证了全范围的 ZVS。

4.2.11 单相 Boost 型软开关 PFC 电路

1. 零电压开关 (ZVS) PWM 功率因数校正电路

ZVS 工作方式是指利用电感、电容谐振现象及有关器件的钳位作用, 使开关变换器中

开关管的电压在开启或关断过程中维持为零。如图4-56所示为ZVS PWM功率因数校正电路,也称扩展周期准谐振功率因数校正电路。当辅助开关 S_1 开通时,电感 L_r 抑制二极管 VD_r 的反向恢复,电感 L_r 与电容 C_r 发生谐振至流过开关 S_1 的电流降至输入电流值时结束。当开关 S_2 导通后,电感 L_r 与电容 C_r 再次谐振至流过开关 S_1 的电流为0时结束,电容 C_r 两端的电压为 U_o ,使开关 S_1 、 S_2 实现ZVZCS关断。该电路的不足之处是开关的电流应力比较大。

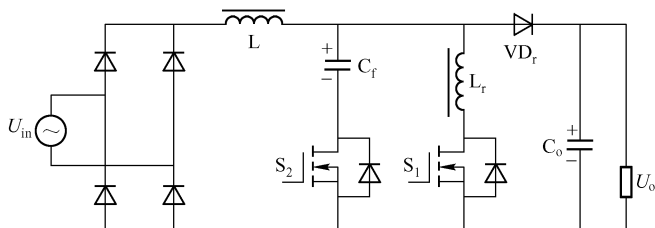


图4-56 扩展周期准谐振功率因数校正电路

2. 零电压转换 (ZVT) PWM 功率因数校正电路

在ZVT工作方式下,谐振网络拓扑与主电路是并联的。零电压转换PWM功率因数校正电路的导通损耗和开关损耗很小,能实现零开关特性而不增大开关的电流或电压应力,适用于较高电压和大功率的变换器。

如图4-57所示的电路是传统的ZVT电路,电感 L_r 与主开关 S_1 寄生电容 C_{r1} 谐振使其寄生二极管导通,开关 S_1 实现ZVS开通;同时,电感 L_r 抑制了二极管 VD_1 的反向恢复,二极管 VD_2 为电感 L_r 中的能量提供释放回路。

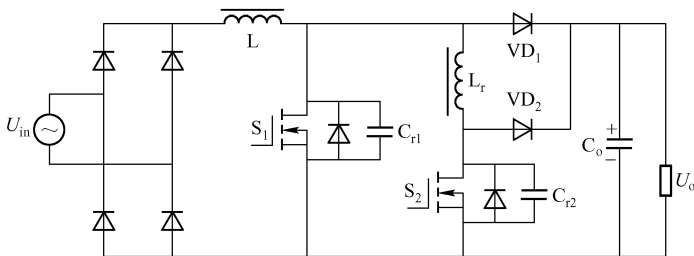


图4-57 ZVT-PWM功率因数校正电路（一）

如图4-57所示电路的优点在于主开关ZVS开通,二极管 VD_1 的反向恢复得到抑制,且电路结构简单;其不足之处是辅助开关为硬开通。

如图4-58所示是对传统ZVT电路的改进电路,改进之处是在电感回路中串接二极管 VD_3 ,以消除升压二极管 VD_1 的寄生电容与电感 L_r 的寄生振荡;在二极管 VD_2 两端并接电容 C_{r2} 可以减小开关 S_2 的关断损耗,从而提高电路的效率。

如图4-58所示电路的不足之处是改进后电路的辅助开关仍为硬开通。如图4-59所示电路中的主开关 S_1 为ZVS开通,其开通过程与上面两种电路稍有不同:当谐振电感 L_{sn2} 与电容 C_{sn1} 与开关 S_1 寄生电容谐振至开关 S_1 两端的电压为零时,开关 S_1 开通; C_{sn1} 与 C_{sn2} 可改善开关 S_1 、 S_2 的关断过程,减小关断损耗;电感 L_{sn2} 抑制了二极管 VD 的反向恢复,二极管 VD_b 、 VD_c 为电感 L_{sn2} 提供能量释放回路。

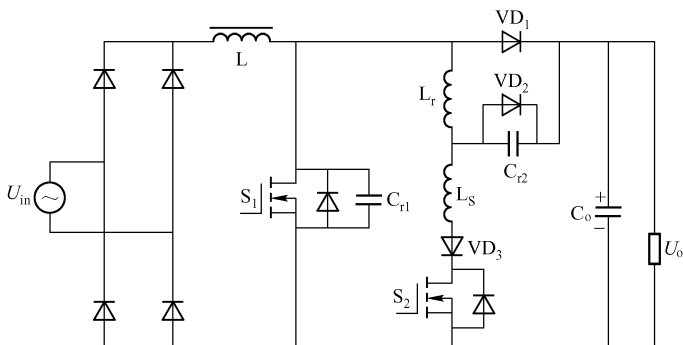


图 4-58 ZVT-PWM 功率因数校正电路（二）

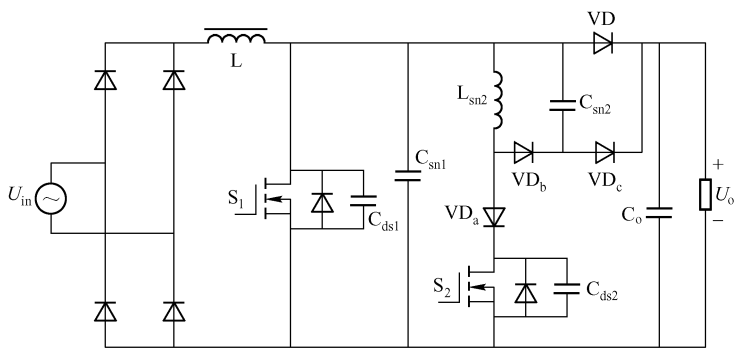


图 4-59 ZVT-PWM 功率因数校正电路（三）

如图 4-59 所示电路的不足之处是辅助开关 S_2 为硬开通。对图 4-59 所示电路进行改进的电路如图 4-60 所示。如图 4-60 所示电路在主开关 S_1 开通前，其寄生二极管已经导通，开关 S_1 实现了 ZVS 开通；开关 S_1 开通后，由于耦合电感的作用，促使流过 L_x 的电流迅速减小至接近零，辅助开关 S_2 实现了 ZCS 关断；电容 C_r 减小了电路的关断损耗。

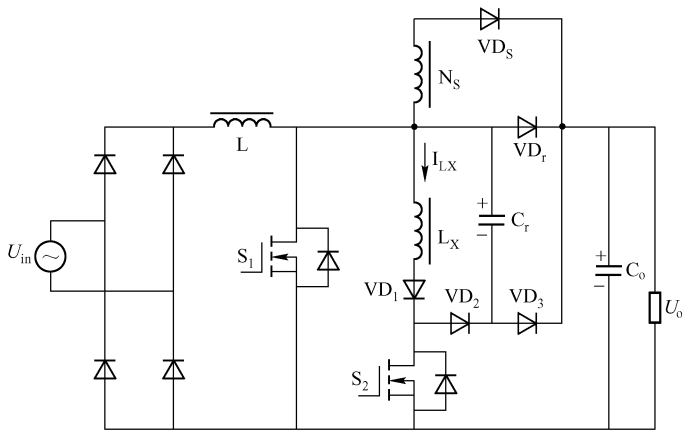


图 4-60 ZVT-PWM 功率因数校正电路（四）

如图 4-60 所示电路的不足之处是辅助开关 S_2 为硬开通，电路结构与工作方式比较复杂。如图 4-61 所示的电路是对传统 ZVT 电路的又一改进电路。在主开关 S_1 开通前，其寄

生二极管已经导通, 开关 S_1 可实现 ZVS 开通; 当开关 S_1 开通后, 由于耦合电感的作用, 流过辅助开关 S_2 的电流迅速下降至接近零, 开关 S_2 被击穿二极管 VD_s 钳制在一个很低的电压, 开关 S_2 实现 ZCS 关断。如图 4-61 所示电路的不足之处是辅助开关为硬开通, 电路的结构与工作方式比较复杂。

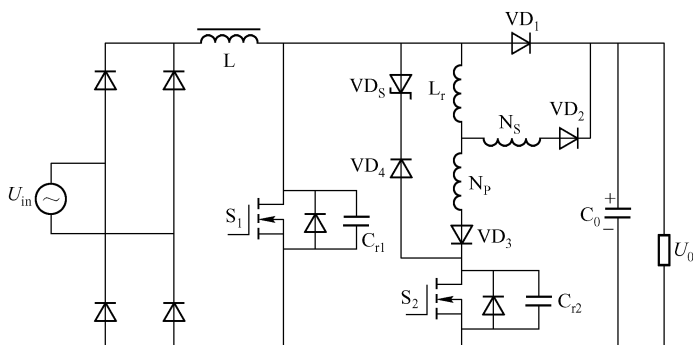


图 4-61 ZVT-PWM 功率因数校正电路 (五)

如图 4-62 所示电路的结构与以上的 ZVT 结构差别比较大。当主开关 S_1 关断后, 二极管 VD 开通, 电容 C_c 通过耦合电感 N_2 放电, 开关 S_2 的寄生二极管开通, 从而实现了 ZVS 开通; 当开关 S_2 关断后, 开关 S_1 的寄生二极管开通, 从而实现了 ZVS 开通。同时, 耦合电感 N_1 抑制了二极管 VD 的反向恢复, 耦合电感 N_2 则为 N_1 中的能量提供了释放回路。

此电路的优点是两个开关均为 ZVS 开通, 二极管 VD 的反向恢复得到了抑制, 而且电路结构简单。其不足之处在于两个开关均为硬开关关断, 辅助开关 S_2 的电压应力较大。

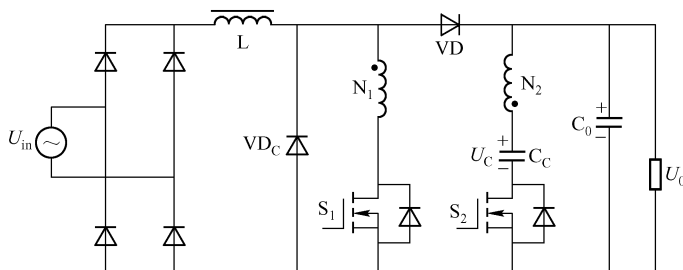


图 4-62 ZVT-PWM 功率因数校正电路 (六)

如图 4-63 所示电路是一种新型 ZVT 有源功率因数校正电路。在辅助开关 S_2 开通前, 电容 C_r 两端的电压为负, 当 S_2 开通后, 电感 L_r 与电容 C_s 、 C_r 发生谐振使主开关 S_1 的寄生二极管导通, 从而实现了 ZVS 开通; 当流过开关 S_1 的电流由负变正时, 电感 L_r 与电容 C_b 、 C_r 谐振, 二极管 VD_s 导通, 开关 S_2 实现了 ZV-ZCS 关断。

该电路的优点在于主开关 S_1 实现了 ZVS 开通, 辅助开关 S_2 实现了 ZV-ZCS 关断, 二极管 VD_1 的反向恢复得到了抑制, 以上几点都可以显著提高电路的效率。该电路的不足之处是辅助开关硬开通, 主开关电流应力比较大。

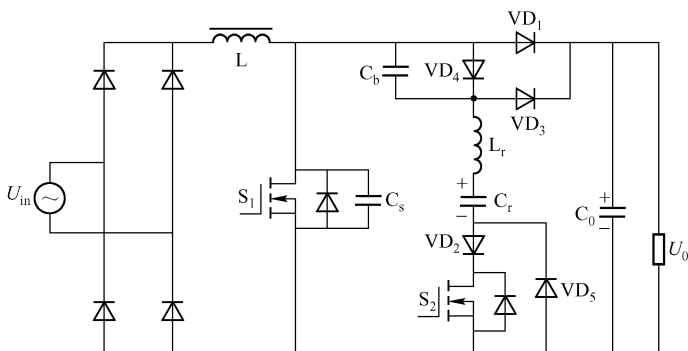


图 4-63 ZVT-PWM 功率因数校正电路（七）

如图 4-64 所示电路的结构与电路的工作方式比较特殊。当主开关 S_1 关断后，其寄生电容被恒流充电至输出电压 U_o ，为辅助开关 S_2 提供 ZV-ZCS 关断，此时二极管 VD_0 及 VD_4 导通；当开关 S_2 关断后，电感 L 与开关 S_2 的寄生电容发生谐振至开关 S_2 两端的电压等于 U_o ，二极管 VD_3 导通；当流过电感 L 的电流减少至零时，电感 L 与开关 S_1 、 S_2 的寄生电容谐振，谐振结束时，开关 S_1 和 S_2 两端的电压与流过两开关的电流均为零，开关 S_1 和 S_2 实现了 ZVZCS 开通。

此电路的优点是开关 S_1 、 S_2 实现了 ZVZCS 开通，开关 S_1 实现了 ZVS 关断，二极管的反向恢复得到了抑制，开关电压电流应力较小，电路结构简单。其不足之处是电感 L 始终有电流流过，导致电流中的环流较大，会增大通态损耗。

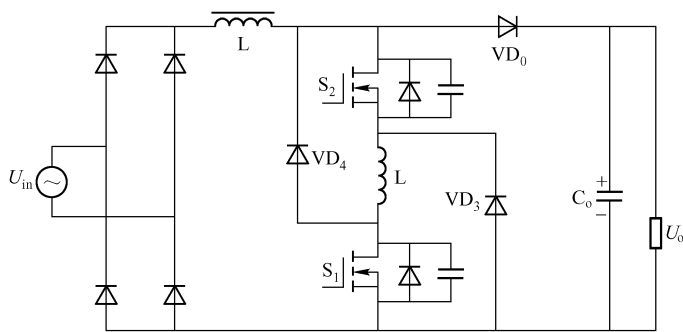


图 4-64 ZVT-PWM 功率因数校正电路（八）

3. 零电流开关（ZCS）PWM 功率因数校正电路

ZCS 工作方式是指利用谐振现象及有关器件的钳位作用，使开关变换器中的开关管电流在开启或关断过程中维持为零。

如图 4-65 所示电路中的主开关 S_1 先开通，通过开关 S_1 的电流逐渐增加至输入电流值，此时二极管 VD_1 、 VD_2 关断，电容 C_r 反向充电至 U_o ；辅助开关 S_2 开通后，电容 C_r 与 L_{r2} 谐振，当电容 C_r 两端的电压降至零时，二极管 VD_1 导通，电容 C_r 与电感 L_{r1} 、 L_{r2} 谐振至开关 S_1 、 S_2 的反并二极管开通，两开关实现 ZCS 关断。

此电路的优点在于开关 S_1 、 S_2 均实现了 ZCS 关断，两个二极管的反向恢复也得到了抑

制；其不足之处是两开关为硬开通，电容 C_r 与电感 L_{r2} ，电容 C_r 与电感 L_{r1} 、 L_{r2} 的谐振回路要通过输出端，会增大输出端的电压波动。

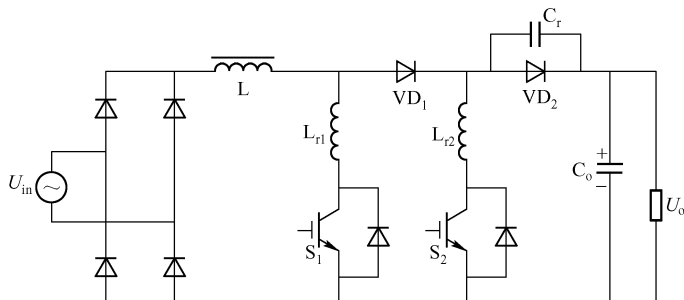


图 4-65 ZCS-PWM 功率因数校正电路（一）

如图 4-66 所示电路是对图 4-65 电路进行的改进，改进后电路的工作方式与图 4-65 所示电路基本一致。如图 4-66 所示电路将二极管两端并联的电容改为与开关 S_2 和电感 L_{r2} 并联，这样谐振回路就不会包含输出端，不会引起输出端电压的波动了。其不足之处仍在于两开关为硬开关开通。

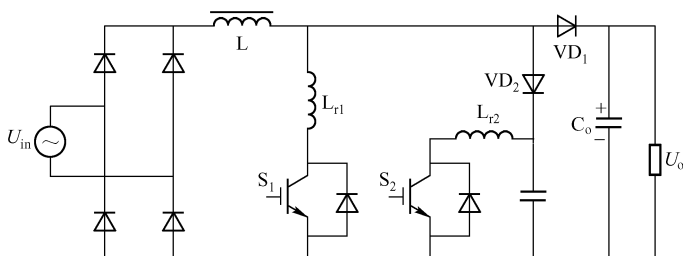


图 4-66 ZCS-PWM 功率因数校正电路（二）

如图 4-67 所示电路与以上两电路的最大区别在于实现了一个开关的 ZVS 开通。当主开关 S_1 开通后，电感 L_s 抑制了二极管 VD 的反向恢复，电感 L_s 与电容 C_c 谐振，开关 S_2 反并二极管开通，为开关 S_2 提供了 ZVS 开通；电容 C_c 与电感 L_s 继续谐振，当流过电容 C_c 的电流反向时，开关 S_1 的反并二极管开通，实现了 ZCS 关断。

此电路的优点是主开关 S_1 实现了 ZCS 关断，辅助开关 S_2 实现了 ZVS 开通，因此，此电路又称为 ZVZCS 电路。其不足之处在于辅助开关 S_2 为硬关断。

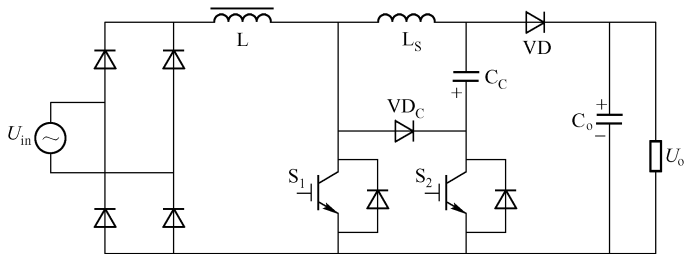


图 4-67 ZCS-PWM 功率因数校正电路（三）



4. 零电流转换（ZCT）PWM 功率因数校正电路

如图 4-68 所示为传统的零电流转换功率因数校正电路。当辅助开关 S_2 开通时，电容 C_r 与电感 L_r 谐振，主开关 S_1 的反并二极管导通，实现 ZCS 关断；当开关 S_1 的反并二极管关断后，开关 S_2 关断，二极管 VD_1 开通，为电感 L_r 提供能量释放回路。

此电路的优点是实现了主开关 S_1 的 ZCS 关断，电路结构简单。其不足之处是辅助开关为硬关断，二极管的反向恢复没有得到抑制，主开关电流应力较大。

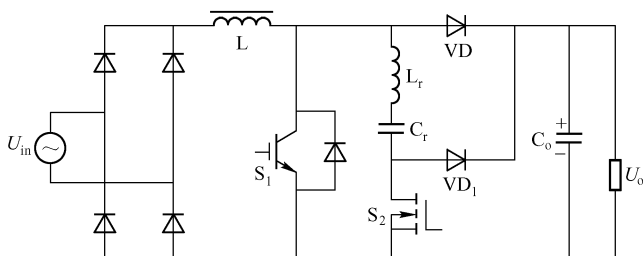


图 4-68 ZCT - PWM 功率因数校正电路（一）

如图 4-69 所示电路为对传统的 ZCT - PWM 功率因数校正电路进行的改进。当开关 S_2 开通时，电容 C_r 、电感 L_r 谐振，流过二极管 VD_1 的电流逐渐减小到零，其反向恢复得到了抑制；当谐振电流换向后，开关 S_2 的反并二极管导通，实现了 ZCS 关断；当开关 S_2 关断后，电容 C_r 与电感 L_r 谐振，开关 S_1 的反并二极管导通，实现了 ZCS 关断。

此电路的优点是实现了开关 S_1 、 S_2 的 ZCS 关断，二极管的反向恢复得到了抑制；其不足之处是辅助开关在一个开关周期有两次开关过程，电路工作方式中的谐振较多，都会增大电路的损耗。

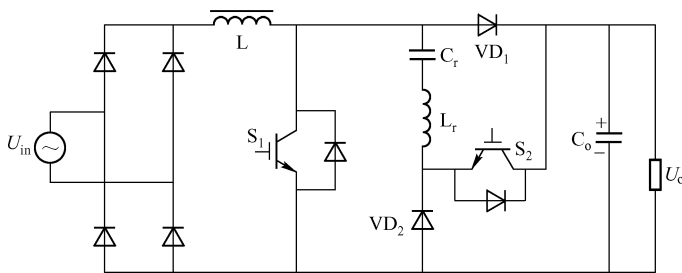


图 4-69 ZCT - PWM 功率因数校正电路（二）

5. 有源钳位功率因数校正电路

在 Boost PFC 变换器中，在主开关和 Boost 二极管之间串联一个谐振电感可以有效地抑制二极管的反向恢复，但是当主开关关断时，谐振电感会在开关上产生很大的电压应力，为了保证电路的安全运行，需要用一个钳位电路来钳位电压。

在图 4-70 所示电路中，当主开关 S_1 关断后，两端电压逐渐上升至钳位电压 $U_o + U_{ce}$ ；辅助开关 S_2 的寄生二极管开通，电感 L_r 与电容 C_c 谐振，开关 S_2 实现 ZVS 开通；当开关 S_2 关断后，二极管 VD_b 开通，电感 L_r 与开关 S_1 的寄生电容谐振至开关 S_1 的寄生二极管开通，开关 S_1 实现 ZVS 开通。电路中增加二极管 VD_c 是为了消除二极管 VD_b 的结电容与电感 L_r 的谐振。

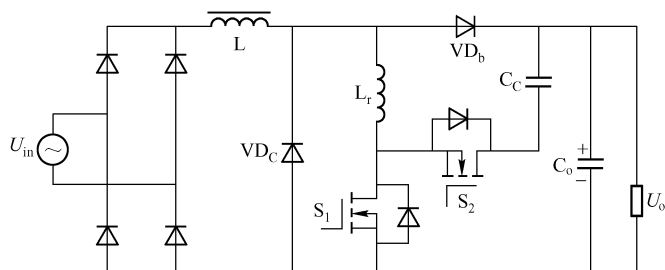


图 4-70 有源钳位功率因数校正电路

此电路的优点是实现了主开关与辅助开关的 ZVS 开通，二极管 VD_b 的反向恢复得到了抑制。其不足之处是开关 S_1 、 S_2 都是硬关断。

复合有源钳位功率因数校正电路对有源钳位功率因数校正电路的改进主要体现在电路拓扑和控制时序两个方面，它将二极管 VD_2 放在钳位电路外以消除二极管 VD_2 的结电容与电感 L_r 的寄生振荡，如图 4-71 所示。该电路可以保证开关 S_1 、 S_2 与二极管 VD_2 在任一时刻只有两个器件导通，而另一个器件则被钳位在 $U_o + U_{ce}$ 。当主开关 S_1 关断后，电感 L_r 与开关 S_2 的寄生电容谐振使寄生二极管导通实现 ZVS 开通；当开关 S_2 关断后，电感 L_r 与开关 S_1 、 S_2 的寄生电容谐振使开关 S_1 的寄生二极管导通实现 ZVS 开通。

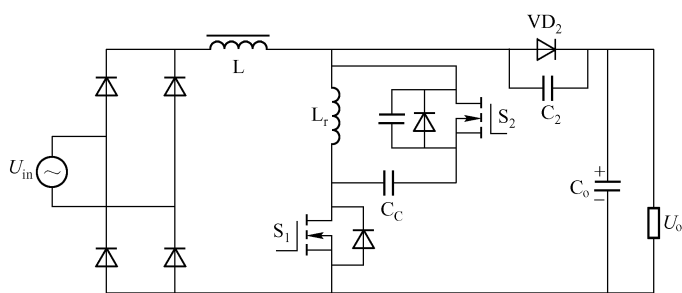


图 4-71 复合有源钳位功率因数校正电路

此电路的优点在于两个开关均实现了 ZVS 开通，二极管的反向恢复得到了抑制，而且电路结构简单；其不足之处是开关与二极管的电压应力较大。针对这一不足，人们提出了最小电压复合有源钳位功率因数校正电路，如图 4-72 所示，该电路将电感 L_r 与辅助开关 S_2 位置进行了交换，开关时序不变，这样一来，开关 S_1 、 S_2 、二极管 VD_2 中的任两者导通时，另一个被钳位在 U_o 。

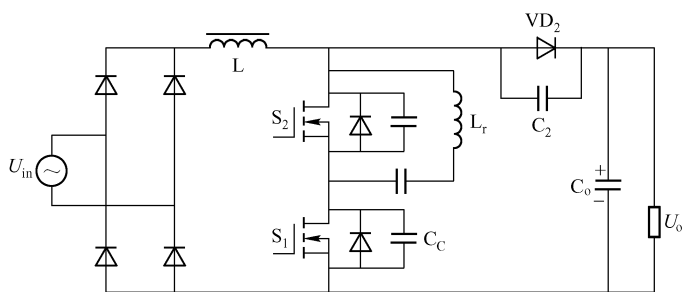


图 4-72 最小电压复合有源钳位功率因数校正电路



6. 带无损吸收电路的功率因数校正电路

1) 无源无损吸收电路

在软开关技术中,无源无损吸收电路不增加额外的有源器件,只是采用无源元件来抑制二极管的反向恢复,并且减小了开关器件的开通和关断损耗,因此具有电路成本低、控制简单等优点。

在图 4-73 所示电路中,当开关 S 断开,其两端电压逐渐被充电至 U_o 时,二极管 VD_o 、 VD_c 开通,流过二极管 VD_c 的电流逐渐增加,流过二极管 VD_o 的电流逐渐减小至二极管 VD_o 关断;当开关 S 再次开通时,二极管的反向恢复不会影响开关损耗的增大。

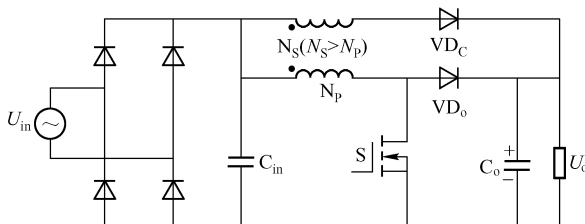


图 4-73 无源无损吸收电路之一及波形图

图 4-73 所示电路采用了耦合电感来使二极管的反向恢复影响不到开关的开通。图 4-74 所示电路则是利用电感抑制二极管的反向恢复对开关开通过程的影响,再利用无源器件将电感中的能量释放的。此电路的不足之处在于电路结构和工作过程都比较复杂。

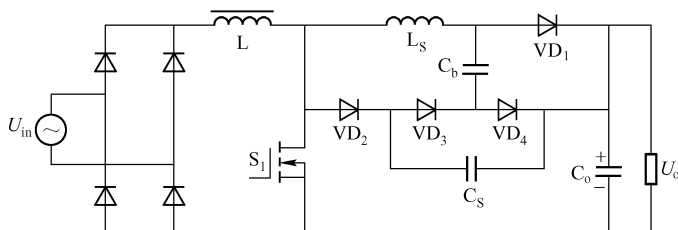


图 4-74 无源无损吸收电路之二及波形图

2) 有源无损吸收电路

如图 4-75 所示的有源无损吸收电路为抑制二极管反向恢复,采用了在电路中加入电感,再将电感中的能量释放的方式。在图 4-75 中,主开关 S_1 首先导通,电感 L_s 抑制了二极管 VD 的反向恢复,电感 L_s 与开关 S_2 的寄生电容发生谐振使其放电至开关寄生二极管导通,从而使开关 S_2 实现了 ZVS 开通。

此电路的优点在于电路结构简单,能有效抑制二极管的反向恢复,辅助开关则实现了 ZVS 开通。

3) PFC 无损吸收主电路

传统的 AC/DC 全波整流电路采用的是整流 + 电容滤波电路,这种电路是非线性器件和储能元件的组合,交流输入电压的波形是正弦波,但输入电流的波形发生了严重的畸变,呈脉冲状。由此产生的谐波电流对电网有危害作用,使得电源输入功率因数下降。而在整流电路部分采用有源功率因数校正电路可以避免上述缺点。PFC 无损吸收主电路如图 4-76 所示。

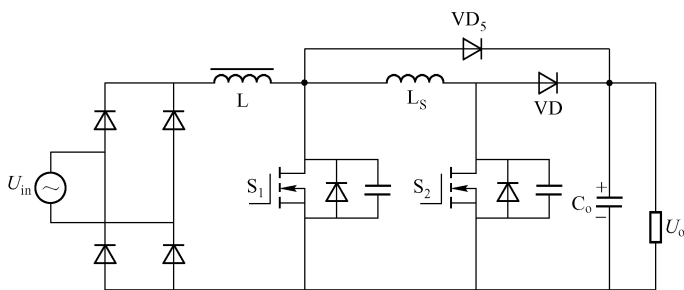


图 4-75 有源无损吸收电路

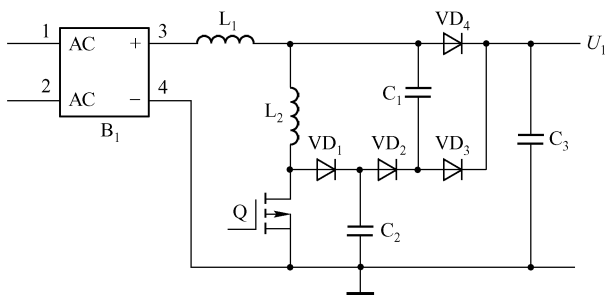


图 4-76 PFC 无损吸收主电路

与典型 PFC 主电路不同的是,此电路选用了无损吸收缓冲网络。该网络降低了开关管的开关损耗,提高了稳定性,延长了使用寿命。它利用一组无源元件使开关管实现了零电流开通和零电压关断,提高了电源的工作效率,且相对于其他谐振软开关电路来说降低了生产成本。下面通过分析 PFC 主开关 Q 的工作过程来阐述无损吸收缓冲网络的工作原理。

- (1) 当开关 Q 导通时, 因为电感 L_2 中的电流不能突变, 且 C_2 、 C_1 两端的电压不能突变, 所以开关 Q 中的电流从零开始缓慢增加, 通过 VD_4 的电流 i_{VD4} 则逐渐减小。开关 Q 实现了零电流开通, 导通的损耗较小。
- (2) 当电流 i_{VD4} 减小为零时, VD_4 进入反向恢复状态, 通过电感 L_2 的电流 $i_{L2} = i_{L1} + i_{rVD4}$ 。 VD_4 的反向电流 i_{rVD4} 的变化率受到电感 L_2 的控制, 反向恢复损耗降低。
- (3) 主电感 L_2 中的电流缓慢增加, 开关 Q 上的电压 u_Q 下降, 电容 C_2 通过 VD_2 、 C_1 、 L_2 、Q 放电, C_2 两端的电压 u_{C2} 下降。
- (4) 当 u_{C2} 下降为零时, C_2 中的能量完全转移到 C_1 和 L_2 中。 L_2 中的电流饱和不变, u_Q 下降变为零, 开关 Q 完成零电流开通过程。
- (5) 开关 Q 保持开通状态, 与普通 PFC 电路的开关管状态相同。
- (6) 当开关 Q 关断时, L_2 中的电流 i_{L2} 通过 VD_1 流向 C_2 , C_2 从零开始充电, 开关 Q 实现零电压关断, 关断损耗较小。二极管 VD_2 、 VD_3 使 u_{C2} 最终钳位在输出电压 U_L 。
- (7) L_2 在导通时所存储的能量通过 VD_1 、 VD_2 流向 C_1 , L_2 逐渐复位。当 L_2 复位后, C_1 中的能量通过 VD_3 输出。
- (8) 当 C_1 两端的电压变为零时, VD_4 正向导通, 开关 Q 完成零电压关断过程。
- (9) 开关 Q 保持关断状态直到开始进入新的开关循环过程。



开关 Q 的 D-S 极之间的开关波形如图 4-77 所示。开关 Q 的实测导通时间和关断时间如图 4-78 所示（电源负载电流为 22A）。

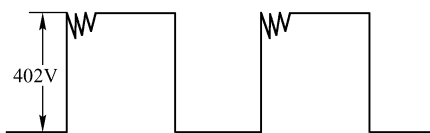


图 4-77 开关 Q 的 D-S 极之间的开关波形

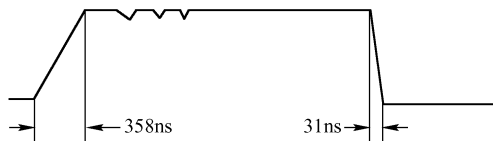


图 4-78 开关 Q 的实测导通时间和关断时间

从以上分析可知，此无损吸收网络具有以下几个特点。



特点

- (1) 开关 Q 的最大工作电压等于输出电压 U_L 。
- (2) PFC 电路的输出二极管 VD_4 的耐压等于 U_L 与电感 L_2 的反向电压之和。
- (3) 开关 Q 中的电流上升率（即开关 Q 的开通损耗）取决于电感 L_2 的电感量及其两端的电压。
- (4) 开关 Q 两端的电压上升率（即开关 Q 的关断损耗）取决于流过电容 C_2 的电流及其容量。
- (5) 由开关动作引起的存储在 L_2 和 C_2 中的能量最终都输送给了负载，保证了转换器的工作效率。

第5章 开关电源软开关控制器及 软开关变换器的设计



5.1 高频开关电源软开关控制器

5.1.1 UC3875 软开关控制器

Unitrode 公司的 UC3875 具有 4 个独立的输出驱动端，可以直接驱动 4 个 MOS-FET 管。UC3875 的引脚排列如图 5-1 所示，其中 OUTA 和 OUTB 相位相反，OUTC 和 OUTD 相位相反，而 OUTC 和 OUTD 相对于 OUTA 和 OUTB 的相位 θ 是可调的。UC3875 正是通过调节 θ 的大小来进行 PWM 控制的。UC3875 有 20 脚和 28 脚两种，20 脚的 UC3875 的引脚功能如表 5-1 所示。

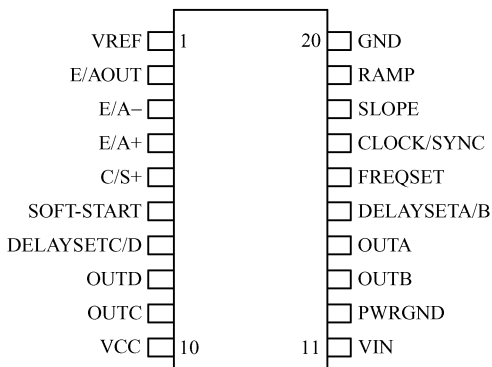


图 5-1 UC 3875 的引脚排列图

表 5-1 20 脚的 UC3875 的引脚功能

引脚号	符号	功能	引脚号	符号	功能
1	VREF	基准电压	10	VCC	电源电压
2	E/AOUT	误差放大器的输出	11	VIN	芯片供电电源
3	E/A -	误差放大器的反相输入	12	PWRGND	电源地
4	E/A +	误差放大器的同相输入	16	FREQSET	频率设置
5	C/S +	电流检测	17	CLOCK/SYNC	时钟/同步
6	SOFT - START	软启动	18	SLOPE	陡度
7, 15	DELAYSETA/B/C/D	输出延迟控制	19	RAMP	斜坡
14, 13, 9, 8	OUTA ~ OUTD	输出 A ~ D	20	GND	信号地

UC3875 各个引脚的使用功能说明如下。

引脚 1 可输出精确的 5V 基准电压，其电流可以达到 60mA。当 VIN 比较低时，芯片进



入欠压锁定状态， U_{REF} 消失。直到 U_{REF} 达到 4.75V 以上时芯片才脱离欠压锁定状态。该端接一个 0.1 μ F 旁路电容到信号地。

引脚 2 为电压反馈增益控制端，当误差放大器的输出电压低于 1V 时实现 0° 相移。

引脚 3 为误差放大器的反相输入端，该脚通常利用分压电阻检测输出电压。

引脚 4 为误差放大器的同相输入端，该脚与基准电压相连，以检测 E/A - 端输出的电源电压。

引脚 5 为电流检测端，该脚为电流故障比较器的同相输入端，其基准设置为内部固定 2.5V（由 U_{REF} 分压）。当该脚的电压超过 2.5V 时电流保护动作，输出被关断，软启动复位。此脚可实现过流保护。

引脚 6 为软启动端，当输入电压（VIN）低于欠压锁定阈值（10.75V）时，该脚保持地电平；当 VIN 正常时，该脚的电位通过内部 9 μ A 电流源上升到 4.8V。如果出现电流故障，该脚的电压将从 4.8V 下降到 0V。此脚可实现过压保护。

引脚 7、15 为输出延迟控制端，通过设置两脚到地之间的电流来设置死区，设置的死区加于同一桥臂两管驱动脉冲之间，以得到两管零电压开通时的瞬态死区时间。两个半桥死区可单独提供以满足不同的瞬态时间。

引脚 14、13、9、8 为输出 OUTA ~ OUTD 端，它们为 2A 的图腾柱输出，可驱动 MOSFET 和变压器。

引脚 10 为电源电压端，该脚提供输出级所需电源。它通常接 3V 以上的电源，最佳的为 12V。此脚应接一旁路电容到电源地。

引脚 11 为芯片供电电源端。该脚提供芯片内部数字、模拟电路部分的电源，接 12V 稳压电源。为保证芯片正常工作，在该脚电压低于欠压锁定阈值（10.75V）时芯片应停止工作。此脚应接一旁路电容到信号地。当电源电压超过欠压锁定阈值时，电源电流（ I_{IN} ）会从 100 μ A 猛增到 20mA，如果接一旁路电容，它就会很快脱离欠压锁定状态。

引脚 12 为电源地端。电源地和信号地应一点接地以降低噪声和直流压降。

引脚 16 为频率设置端，该脚与地之间通过一个电阻和电容来设置振荡频率，其具体计算公式为

$$f = 4 / (R_f C_f) \quad (5-1)$$

引脚 17 为时钟/同步端。作为输出，该脚提供时钟信号；作为输入，该脚提供一个同步点。其最简单的用法是：具有不同振荡频率的多个 UC3875 可通过连接其同步端，使它们同步工作于最高频率。该脚也可使芯片同步工作于外部时钟频率，但外部时钟频率需大于芯片的时钟频率。

引脚 18 为陡度端，该脚接一个电阻 R_s 将产生电流以形成斜坡，连接这个电阻到输入电压将提供电压反馈。

引脚 19 为斜坡端。该脚是 PWM 比较器的一个输入端，可通过一个电容 C_R 连接到地。电压以下式所示的陡度建立：

$$du/dt = U_s / (R_s \times C_R) \quad (5-2)$$

该脚可通过很少的器件实现电流方式控制，同时提供陡度补偿。

引脚 20 为信号地端。它是所有电压的参考基准。FREQSET 端的振荡电容（ C_f ），VREF 端的旁路电容和 VIN 端的旁路电容，以及 RAMP 端的斜坡电容（ C_R ）都应就近可靠

地接于信号地。

UC3875 的工作频率若设计为 $20\text{kHz} \pm 500\text{Hz}$ ，则当同步端的时钟频率高于其固有频率时，UC3875 的工作频率等于外加到同步端的时钟频率；当同步端的时钟频率低于其固有频率时，UC3875 的工作频率是其本身的固有频率。因此，利用这一特点可将压控振荡器的输出加到 UC3875 的同步端（17 脚）上；为了防止 UC3875 的工作频率太低而使高频变压器饱和，应将 UC3875 的固有频率设计在 19kHz 左右。此时，其 16 脚的 C_F 取为 $0.1\mu\text{F}$ ， R_F 取为 $2.1\text{k}\Omega$ 。在死区设置 15 脚 DELAY SETA/B 与信号地之间并联一个电阻 R_{AB} 和一个电容 C_{AB} 可设置死区时间。其计算公式如下：

$$T = (62.5 \times 10^{-12} \times R) / U_{\text{DELAY}} \quad (5-3)$$

式中， U_{DELAY} 为延迟端电压（取 2.4V ）。

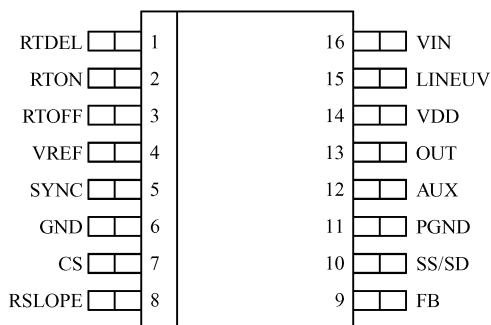
当死区时间 T 取 $2\mu\text{s}$ 时，电阻 R_{AB} 为 $76.8\text{k}\Omega$ 。

5.1.2 UCC289X 系列芯片的原理及应用

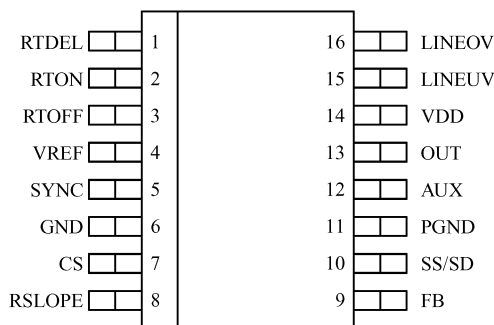
UCC289X 系列芯片是美国德州仪器公司（TI）继 UCC3580 之后，于 2003 年推出的新型 PWM 控制器。该系列产品包括 UCC2891、UCC2892、UCC2893 和 UCC2894 等，其中 UCC2891 和 UCC2892 的辅助输出与主输出同相，用于驱动 PMOS；UCC2893 和 UCC2894 的辅助输出与主输出反相，用于驱动 NMOS。UCC289X 系列芯片适用于有源钳位正激或反激变换器，可提供辅助简单编程的延时，获得适当的有源钳位工作，从而为初级的 MOSFET 器件提供零电压开关（ZVS）功能，降低变换器的开关损耗。软开关功能可使这些器件在高频下获得更高的效率，并通过降低电磁干扰（EMI）和射频干扰（RFI）及电源组件的损耗来提高系统的整体可靠性。

UCC289X 系列芯片有内部可编程的斜率补偿电路，精确的最大占空比限制及内置定时电容的 1MHz 同步振荡器，并具有可编程的软启动和线路监视功能。此外，UCC2891 与 UCC2893 还具有内部 110V 启动功能，简化了电路设计。

UCC289X 系列芯片具有 16 引脚 SOIC 和小外形 TSSOP 两种封装形式。其引脚排列如图 5-2 所示，引脚说明如表 5-2 所示。



(a) UCC2891/UCC2893 的引脚排列图



(b) UCC2892/UCC2894 的引脚排列图

图 5-2 UCC289X 的引脚排列图



表 5-2 引脚说明

引 脚	符 号	功 能	引 脚	符 号	功 能
1	RTDEL	开通时延设置	9	FB	反馈输入
2	RTON	定时电容充电时间设置	10	SS/SD	软启动
3	RTOFF	定时电容放电时间设置	11	PGND	门极驱动地
4	VREF	基准电压	12	AUX	辅助输出
5	SYNC	外部同步时钟输入	13	OUT	主输出
6	GND	参考地	14	VDD	工作电压/12V
7	CS	电流检测	15	LINEUV	欠压锁定
8	RSLOPE	斜坡补偿	16	VIN	芯片输入电压

UCC289X 系列芯片的内部结构主要包括基准电压电路、欠压锁定与软启动电路、同步电路、误差放大器、斜坡补偿电路和主从输出等。其主要特点如下。

(1) 采用峰值电流控制模式，并具有逐个周期电流限制功能。UCC2891 和 UCC2893 的 7 脚（CS）的门限电压是 0.75V，UCC2892 和 UCC2894 的是 1.27V。7 脚经 RC 滤波电路接电流检测电阻。当 7 脚检测到过流时，芯片内部的滞环比较器输出高电平，使 SR 触发器复位，主输出关闭，从而对电路进行保护。

(2) 集成可编程死区时间控制的 $\pm 2\text{A}$ 门极驱动器。可通过接在芯片 1 脚的 R_{RTDEL} 实现对门极驱动信号的开通时延控制， $R_{\text{RTDEL}} = (t_{\text{RTDEL}} - 50 \times 10^{-9}) \times 0.87 \times 10^{11}$ 。UCC289X 系列芯片的主、辅输出拉、灌电流都可达 2A，因此，可快速开关主、辅开关管。

(3) UCC2891 与 UCC2893 具有内部 110V 高压启动电路。UCC2891 与 UCC2893 的 16 脚（VIN）直接接至输入电源端，芯片内部的欠压锁定电路监视 VDD 电压。启动时，芯片内部的 JFET 开通，为储能电容 C_{BIAS} 和 C_{HF} 充电，充电电流接近 15mA。当 VDD 上升到欠压锁定开启阈值 13V 时，芯片内部的其他电路开始工作，驱动门极上出现信号，JFET 立即关断，偏置电压转由自举绕组提供。

(4) 具有可编程最大占空比控制的 1MHz 同步振荡器。UCC289X 系列芯片设有同步输入端（5 脚），用于令振荡器与系统时钟同步，从而可以限制变换器的最大占空比，如图 5-3 所示。通常情况下，芯片主输出的最大脉宽由定时电容的充电时间限制。采用同步功能时，同

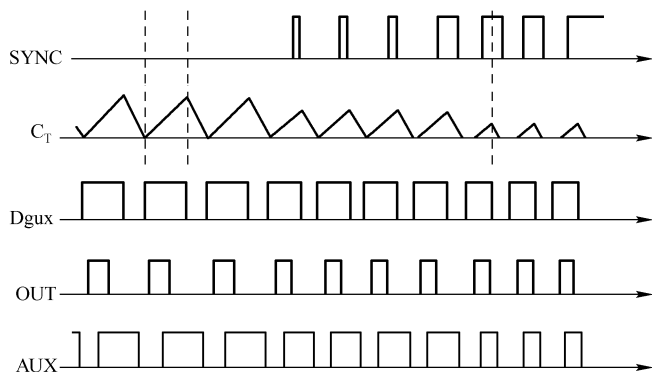


图 5-3 同步信号波形

步信号的上升沿使定时电容停止充电,并开始放电。一旦定时电容的电压下降至预先设定的阈值,新的充电周期便自动开始。这种同步方法使得定时电容的充放电过程不再受变换器工作模式的影响,从而保持了变换器的最大占空比。

(5) 可编程内部斜坡补偿功能。可通过接在7脚的 R_F 和接在8脚的 R_{SLOPE} 对电路进行斜坡补偿。

(6) 可编程软启动功能。UCC289X系列芯片内部具有一个精确的DC电流源,应用时可通过2脚的外接电阻 R_{ON} 控制软启动电流。

(7) 准确的输入欠压与过压检测阈值。UCC289X系列芯片通过15脚即可实现输入欠压滞环控制。当输入欠压时,钳位电容放电;当输入低于欠压锁定关断阈值8V时,主输出驱动脉冲闭锁,辅助输出端仍有脉冲输出,软启动电容 C_{SS} 缓慢放电。随着辅助输出端脉宽的增大,钳位电压逐渐减小,从而实现了欠压保护功能。UCC2892和UCC2894没有高压启动装置,其16脚用于提供过压保护功能。同样,通过15脚即可实现输入过压滞环控制。这是由于15脚的电压是对输入的分压,其输入过压关断阈值是1.27V。当15脚检测到其输入高于1.27V时,主输出停止工作,同时软启动电容 C_{SS} 缓慢放电。当 C_{SS} 为0.5V,过压消失后,电路通过软启动恢复正常工作。

5.1.3 UCC3895 软开关控制器

UCC3895是美国德州仪器公司生产的移相谐振全桥软开关控制器,该控制器采用了先进的BCDMOS技术。UCC3895在基本功能上与UCC3875和UC3879控制器完全相同,同时增加了一些新的功能。

1. 特点和引脚说明

1) 特点

- (1) 输出导通延迟时间编程可控功能。
- (2) 自适应延迟时间设置功能。
- (3) 双向振荡器同步功能。
- (4) 电压模式控制或电流模式控制。
- (5) 软启动、软关机和控制器片选功能编程可控,单引脚控制。
- (6) 占空比控制范围为0%~100%;
- (7) 内置7MHz误差放大器。
- (8) 最高工作频率达到1MHz。
- (9) 工作电流小,500kHz下的工作电流仅为5mA。
- (10) 欠压锁定状态下的电流仅为150 μ A。

2) 引脚说明

UCC3895和UCC2895采用了SOIC-20、PDIP-20、TSSOP-20和PLCC-20四种封装形式,UCC1895采用了CDIP-20和CLCC-20两种封装形式。UCC3895的引脚排列如图5-4所示。UCC3895的引脚功能简介如下。

EAN(引脚1):误差放大器反相输入端。

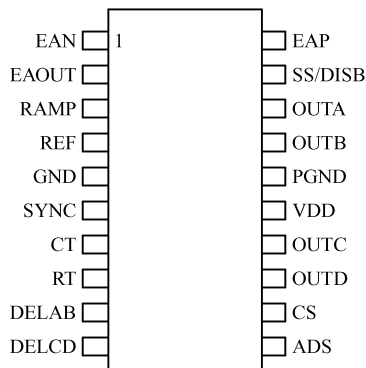


图5-4 UCC3895的引脚排列图



EAOUT（引脚2）：误差放大器输出端。在控制器内部，该端分别与 PWM 比较器和空载比较器的非反相输入端相连，并钳位于软启动电压。当该端上的电压低于 500mV 时，控制器的输出级将被空载比较器关断；当该端上的电压升至 600mV 时，输出级重新开通。

RAMP（引脚3）：PWM 比较器的非反相输入端。在电压模式或平均电流模式下，该端接 CT（引脚7）上的锯齿波信号；而在峰值电流模式下，该端接电流信号。RAMP 内接放晶体管，该晶体管在振荡器死区时间内触发。

REF（引脚4）：精密 5V 基准电压输出端。控制器内部的基准电源一方面为控制器内部的电路供电，另一方面还能够向外接负载提供 5mA 的偏置电流。该基准电源仅在欠压锁定状态下关断，而在其他失效状态下仍能继续工作。实际应用中，该端应外接低 ESR 和低 ESL 的旁路电容，其容量不应小于 0.1μF。

GND（引脚5）：信号地。

SYNC（引脚6）：振荡器同步信号输出端。该端是双向的，作为输出端时，该端可以输出时钟信号；作为输入端时，该端可以输入外部同步信号，可实现多个控制器的同步工作。该引脚还可以对 CT 引脚上的定时电容及 RAMP 引脚上的滤波电容进行放电。同步电路输入电压的下限阈值为 1.9V，上限阈值为 2.1V。为了减小同步脉冲的宽度，在 SYNC 和 GND 引脚之间应接入一个 3.9Ω 的电阻。

CT（引脚7）：振荡器定时电容接入端。定时电容的充电电流由控制器控制，该定时电容上的锯齿波峰值电压为 2.35V。振荡周期 t_{osc} 可按式进行估算：

$$t_{osc} = \frac{5R_T C_T}{48} + 120\text{ns} \quad (5-4)$$

式中， C_T 的单位为法拉； R_T 的单位为欧姆； t_{osc} 的单位为秒。

RT（引脚8）：振荡器定时电阻接入端。定时电容的充电电流是一个固定值，其大小由定时电阻 R_T 决定，如下式所示：

$$I_{RT} = \frac{3.0\text{V}}{R_T} \quad (5-5)$$

式中， R_T 的单位为欧姆。

DELAB（引脚9）、DELCD（引脚10）：输出端 A-D 延迟控制信号输入端。延迟时间应在同一桥臂中的一个开关管关断之后，另一个开关管开通之前加入，为谐振创造条件。延迟时间的估算可参照下式：

$$t_{\text{delay}} = \frac{25 \times 10^{-12} \times R_{\text{DEL}}}{U_{\text{DEL}}} + 25\text{ns} \quad (5-6)$$

式中， U_{DEL} 的单位为伏特； R_{DEL} 的单位为欧姆； t_{delay} 的单位为秒。

DELAB 和 DELCD 能够提供最大值为 1mA 的灌电流。在实际应用中，应保证 DELAB 和 DELCD 引脚的杂散电容小于 10pF。

ADS（引脚11）：延迟时间设置端。当 ADS 引脚直接与 CS 引脚（引脚12）相连时，输出延迟死区时间为零；当 ADS 引脚接地时，输出延迟时间最大。CS 引脚上的电压为 2.0V 时的延迟时间是 CS 电压为 0V 时的 4 倍。输出端 A-D 延迟控制信号输入端上的电压由下式决定：

$$U_{\text{DEL}} = [0.75 \times (U_{\text{CS}} - U_{\text{ADS}})] + 0.5\text{V} \quad (5-7)$$

式中， U_{CS} 和 U_{ADS} 的单位为 V。

ADS 引脚上的电压需限制在 0~2.5V 范围内，并且不能超过 CS 引脚上的电压。另外，

输出端 A-D 延迟控制信号输入端上的电压的最小值应钳位于 0.5V。

OUTA/OUTB/OUTC/OUTD (引脚 18、17、14、13): 驱动输出端。这 4 个输出端由互补 MOS 驱动电路构成, 能够提供 100mA 的驱动电流, 可以驱动 FET 驱动电路。OUTA 和 OUTB 是完全互补的, 其占空比接近 50%, 可以驱动半桥电路。OUTC 和 OUTD 也是如此。对于 OUTA 而言, OUTC 的相位发生了移动; 对于 OUTB 而言, OUTD 的相位也发生了移动。

VDD (引脚 15): 偏置电源输入端。该端需接低 ESR、低 ESL 的旁路电容, 其容量不低于 $1\mu\text{F}$ 。

PGND (引脚 16): 功率地。该端为大电流输出级的接地端。

SS/DISB (引脚 19): 软启动禁止端。通过该端可以实现软启动和控制器快速禁止两项独立功能。当下面的四种情况之一发生时, 控制器将被快速关断:

- (1) 该端的电压低于 0.5V;
- (2) REF 上的电压跌落到 4V 以下;
- (3) VDD 上的电压低于欠压锁定下限阈值;
- (4) 发生过零故障。

当故障排除或禁止状态结束后, 如果 VDD 上的电压超过了启动阈值, 而该端上的电压在软关断过程中跌落到 0.5V 以下, 则将进入软启动模式。此时, SS/DISB 引脚上的灌电流的大小将等于 I_{RT} 。软启动时间由 SS/DISB 引脚上的软启动电容决定。另外, 为了对该端上的最高电压进行限制, 还需要在软启动电容上并联一个电阻。无论是在软启动、软关断, 还是在禁止状态下, 该端上的电压都将被有源钳位, 其大小与 EAOUT 上引脚上的电压相等。

EAP (引脚 20): 误差放大器的非反相输入端。

2. 额定参数

UCC3895 的额定参数如表 5-3 所示。

表 5-3 UCC3895 的额定参数

参 数	额定值	单 位	参 数	额定值	单 位
偏置电压 ($I_{\text{DD}} < 100\text{mA}$)	17	V	存储温度范围	-65 ~ 150	℃
偏置电流	30	mA	结温	-55 ~ 150	℃
输出电流	100	mA	引线温度 (焊接、10s)		℃
基准电流	15	mA			

3. 工作原理

UCC3895 是采用 BCDMOS 工艺制作的移相全桥 PWM 控制器, 其最高工作频率可以达到 1MHz。该控制器将定频 PWM 技术与零电压开关技术结合在一起, 使得变换器在高频下的转换效率大大提高。UCC3895 在基本功能上与 UC3875 和 UC3879 相同, 只是在控制电路、延迟设置和关断功能等方面进行了改进。另外, 由于采用 BCDMOS 工艺, 与 UC3875 和 UC3879 相比, 其偏置电流显著降低。

UCC3895 内部集成了精密基准电源、高频振荡器、软启动电路、过流保护电路、电流检测电路、空载比较器、欠压锁定电路、驱动输出电路、基准电压监测电路、延迟设置电



路、禁止状态比较器、PWM 锁存器、D 触发器等。

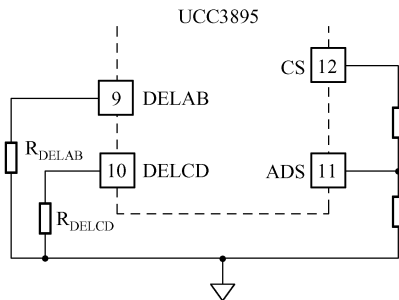


图 5-5 外接延迟时间编程电阻示意图

虽然 UCC3895 在功能上与 UC3875 和 UC3879 基本相同，但 UCC3895 允许设计中对桥臂驱动脉冲之间的延迟时间的大小进行设置。实际应用中，可以根据式 (5-4) 和式 (5-6) 对延迟时间进行设定。如图 5-5 所示为外接延迟时间编程电阻示意图。延迟设置电路的原理图如图 5-6 所示。延迟设置功能由 ADS 引脚进行控制。当 ADS 引脚分别与 CS、GND 或与 CS 和 GND 之间的电阻分压器相连时，可实现不同的延迟时间调制。如果 ADS 引脚接地，由式 (5-5) 和式 (5-6) 可知， U_{DEL} 将与 U_{CS} 成正比，随着负载的增大，延迟时间将相应下降。此时， U_{DEL} 的最大值为 2V。如果 U_{ADS} 与 CS 和 GND 之间的电阻分压器相连，由于 $(U_{CS} - U_{ADS})$ 项减小，导致 U_{DEL} 下降，此时延迟调制量将有所减小。当 ADS 引脚与 CS 相连时， U_{DEL} 被限制在 0.5V，延迟时间为零。由此可见，ADS 引脚直接接地时对应的延迟调制量最大。当负载由轻载逐渐增至满载时， U_{DEL} 将在 0.5 ~ 2V 之间变化。随着负载的不断变化，延迟时间的变化比率最大可以达到 4:1。

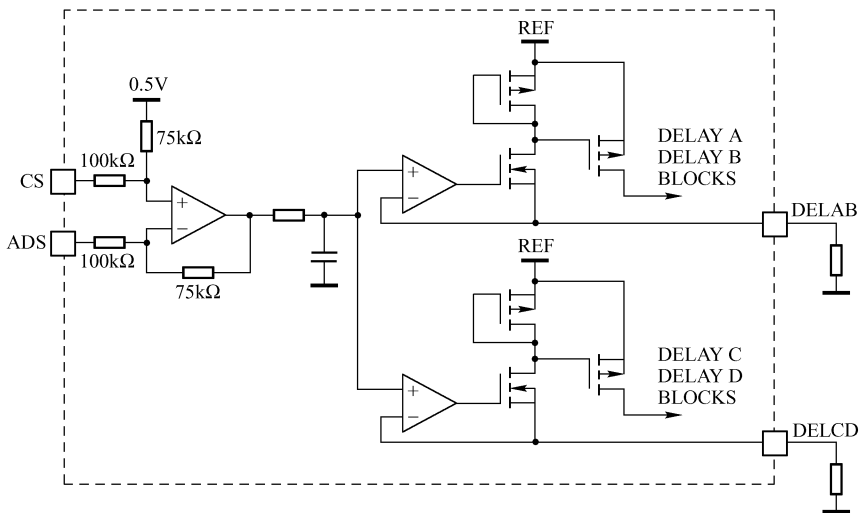


图 5-6 延迟设置电路的原理图



5.2 高性能软开关 PFC 电路的设计

5.2.1 PFC 主电路的设计

1. 典型的 PFC 主电路

PFC 主电路的选用关系到整个 PFC 电路的变换效率及 EMI 的大小，是电路设计的关键技术。早期的 PFC 主电路如图 5-7 所示。



特点

这是一个典型的 Boost 电路，其特点是：原理简单，是硬开关电路；由于未考虑开关器件的实际特性（高压整流二极管的反向恢复特性，主开关功率管的开关损耗特性），导致开关器件的 du/dt 及 di/dt 很高，相应的对器件应力的要求加大。

二极管的恢复特性如图 5-8 所示。图中的 i_d 为二极管电流波形， U_d 为二极管电压波形。当开关管 S 导通时，二极管 VD 的反向恢复电荷 Q_r 所形成的反向恢复电流几乎全部损耗在主开关管上，增大了开关管的开关损耗。在 $t_a \sim t_c$ 时间段内，二极管 VD 上还是正压降，即开关管 S 的漏极电压为 U_{DS} 时，已有负反向恢复电流流过开关管 S；在 $t_c \sim t_b$ 时间段内，二极管 VD 的 $di/dt > 0$ ，则在二极管 VD 正端产生瞬间负电压值，电路上会出现较大的 EMI。由于分布参数的存在，在开关过程中所产生的传导和辐射干扰会严重影响整个系统的稳定性。

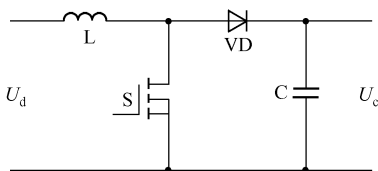


图 5-7 PFC 主电路

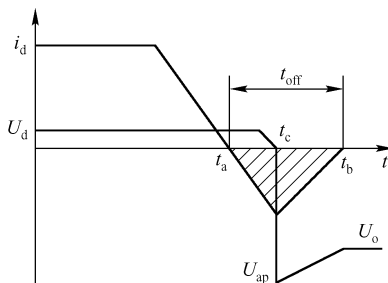


图 5-8 二极管的恢复特性

2. 改进的 PFC 电路

针对上述电路存在的不足，提出的改进的 PFC 电路如图 5-9 所示。它增加了主开关二极管的附加电路。



工作原理

其工作原理是：充分利用了 L_1 的线性区和非线性区，当主开关管导通时，把整流二极管的反向恢复能量存储到电感 L_1 中，不增加主开关管的开通损耗；当主开关管关断时，把电感 L_1 存储的能量以热能的形式消耗在电阻上。由于饱和电感 L_1 存在，所以 du/dt 及 di/dt 减少约近 1 个数量级，主开关器件开关应力锐减，EMI 也大大减少了。

这种电路的 PF 为 0.99 左右（AC/DC， $U_{dc} = 395V$ ， $P_0 = 2500W$ ），效率 η 为 94% 左右。

为了进一步提高效率，充分利用二极管反向恢复的能量和电阻 R 上消耗的能量，人们开发出了具有无源无损缓冲结构的 PFC 电路，如图 5-10 所示。该电路的工作原理是：当 S 导通时， L_1 作为二极管的缓冲电感，把二极管反向恢复的能量存储到小电感 L_1 中，同时 C_1 放电， C_2 充电，把 C_1 的储能转移到 C_2 中；当 S 关断时， L_1 的储能向 C_1 充电并通过二极管 VD_1 、 VD_2 、 VD_3 把储能转移到 C 中，这时 C_2 也向 C 放电，调节 L_1 、 C_1 、 C_2 的参数并协调 S 的开关频率，由于电容（由主开关管的漏-源极分布电容 C_{DS} 或集电极-发射极分布电容 C_{CE} 和 C_1 组成）上的电压不能突变，所以在 S 关断瞬间， U_{Cl} 约等于零，S 可实现零电压关断。由于电感（由 L_1 和线路杂感组成）上的电流不能突变，所以在 S 导通时瞬间， i_{L1} 约等于零，S 可实现零电流导通。

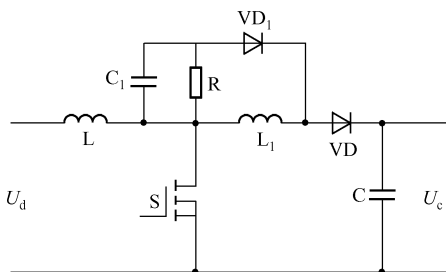


图 5-9 改进的 PFC 电路

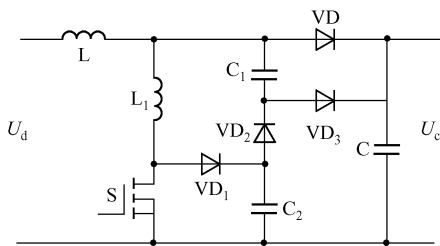


图 5-10 具有无源无损缓冲结构的 PFC 电路

此电路的 PF 为 0.99 左右 (AC/DC, $U_{dc} = 395V$, $P_0 = 2500W$), 效率 $\eta = 96\% \sim 97\%$, 输入端几乎没有 EMI, 指标完全能达到并优于 VDE - A 级标准。这种无源软开关升压电路性能优异, 其可靠性优于由 UC3855 组成的有源软开关 PFC 电路, 是智能高频化 UPS 和高频开关整流电源理想的输入级电路, 具有很高的应用价值。

3. PFC 主电路的设计概述

多数 PFC 技术都包括升压拓扑结构, 它能在连续或不连续电感电流模式下工作。其开关频率既可以是固定的, 也可以是变化的。通常, 固定频率模式和连续电感电流模式适合于高功率应用, 以使峰值功率减至最小。



创
新
方
法

开关电源电路采用控制开通时间的零电流开关技术, 为获得 PFC 提供了简单而有效的方法。这种不连续的电感电流波形大体近似于用恒定开关时间控制方法的 PFC 电源半周期内的电流波形。此方法不要求用任何“复杂”的类似于平方、乘法和除法的功能来控制瞬时开关电流。零电流开关严格地限制了峰值电流, 使其不超过整个电源和负载交叉变化平均电感电流的 2 倍, 在没有升压整流恢复及损耗的情况下也能实现高效运行。

在典型的 80W 应用中, 基于 UC3852 构成的 PFC 电路能在 94% 的效率下使功率因数达到 0.998, 而总谐波失真仅为 5.8%。

从 PFC 主电路的 AC 输入到 DC 输出部分的计算, 有助于功率关系式的建立。用式 (5-8) 可以描述瞬时初级电压 $u_p(t)$ 和稳压输入峰值 U_p 的关系:

$$u_p(t) = \sqrt{2} U_p \sin \omega t \quad (5-8)$$

针对交流输入的桥式整流电路, $u_p(t)$ 和 U_p 相对于 PFC 的公共端总是正的, 输入电流也能类似地表达为

$$i_p(t) = \sqrt{2} I_p \sin \omega t \quad (5-9)$$

PFC 变换器的输入功率为

$$P_i = \frac{u_p}{\sqrt{2}} \times \frac{i_p}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} (u_p \times i_p) \quad (5-10)$$

则平均 DC 输出电流为

$$I_o = \frac{P_o}{U_o} \quad (5-11)$$

设计过程中应考虑变换器的效率 (η , 虽然在满载时其值为 94%):

$$P_i = P_o / \eta \text{ 或 } P_o = \eta \times P_i \quad (5-12)$$

式中, $P_i = (u_p \times i_p)/2$;

$$P_o = \frac{u_p \times i_p \times \eta}{2}, \quad i_p = \frac{2P_o}{u_p \times \eta} \quad (5-13)$$

由于使用零电流的缘故, 峰值电感电流严格地等于平均电感电流的2倍, 即

$$I_{L(pk)} = 2I_{L(avg)} \quad (5-14)$$

因串联关系, 故有

$$I_{pri(avg)} = I_{L(avg)} \quad (5-15)$$

式中, $I_{pri(avg)}$ 为输出电流的平均电感电流。

则输出电流的峰值电感电流为

$$I_{pri(pk)} = \frac{4P_o}{U_p \times \eta} \quad (5-16)$$

式中, $I_{pri(pk)}$ 为输出电流的峰值电感电流。

根据各种时间量和整个电源变化范围及负载的条件, 可求出电感电流为

$$I_L(t) = \frac{4P_o \sin \omega t}{U_p \times \eta} \quad (5-17)$$

1) 定时关系式

为了分析这种控制开关管开通时间的 PFC 技术的定时关系式, 需要使用稳态条件。因为初级峰值电压 (U_p) 将被作为计算的起点, 所以必须给定输入电源。开关管的开通时间为

$$t_{(on)} = I_{pri(pk)} \frac{L}{U_p} \quad (5-18)$$

将式 (5-16) 代入式 (5-18) 中, 可得

$$t_{(on)} = \frac{4P_o L}{U_p^2 \eta} \quad (5-19)$$

瞬时开关的关断时间不仅随着电源和负载条件变化而变化, 而且也随着瞬时输入电压变化而变化。通过分析对应电感放电的关断时间, 电感上的电压等于输出电压 U_o 减去输入电压 U_i 。依据放电电流瞬时峰值到零所需的时间也能得到上述结果, 表达式为

$$t_{(off)} = \frac{I_{pri(pk)} L}{U_o - U_p \sin \omega t} \quad (5-20)$$

将式 (5-16) 代入式 (5-20) 可得关断时间为

$$t_{(off)} = \frac{4P_o L \sin \omega t}{U_p \eta (U_o - U_p \sin \omega t)} \quad (5-21)$$

特点

该电路具有电感放电效率高, 整流器的恢复损耗等特点, 因此, 效率 η 基本上等于1。在关断时间, 持续期内损耗可忽略, 这是因为升压二极管的正向压降与高的DC输出电压相比较是很小的。由此看出, 低功率、低电流情况下的阻性损耗最小。

2) 开关周期

开关周期按下式计算:

$$t_{(per)} = t_{(on)} + t_{(off)} = 4P_o L \left[\frac{1}{U_p^2 \eta} + \frac{\sin \omega t}{U_p \eta (U_o - U_p \sin \omega t)} \right] \quad (5-22)$$





3) 开关频率

开关频率是开关周期的倒数：

$$f_{(\text{conv})} = \frac{1}{t_{(\text{per})}} \quad (5-23)$$

开关频率随稳压电源和负载条件及瞬时输入电压值的变化而变化。通常，PFC 变换器的工作频率要高于音频。对于很多应用，其开关频率达到 30kHz，可实现良好的一阶近似。也可以这样评价高频工作：它能较大幅度地减小电感的尺寸，而不影响其效率和成本。在多数应用中，低的开关频率要适应在低电源电压波形的峰值期内满载工作的不利条件。高频变换发生在轻载和高电源电压条件下。瞬时输入额定电压与转换时间的关系曲线如图 5-11 所示。图 5-12 给出了输入电压瞬时值随转换频率变化的曲线。

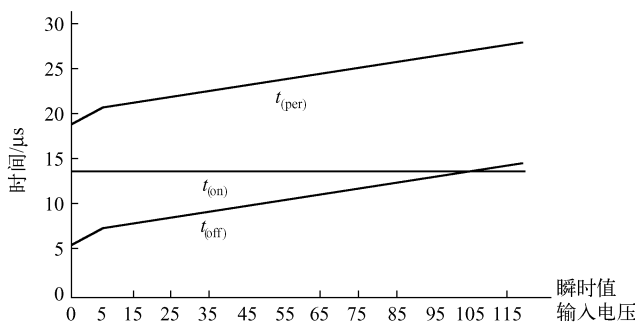


图 5-11 瞬时输入额定电压与转换时间的关系曲线

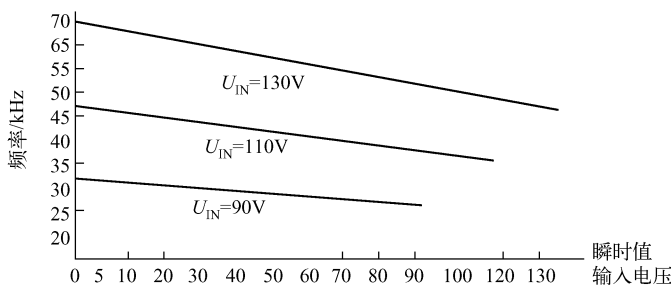


图 5-12 输入额定电压瞬时值随转换频率变化的曲线

4) 输出电压

输出电压升压变换器的输出电压至少应高于输入电压峰值 30V，以防止由于放电升压电感的低电压引起较长的变换周期。最低的开关频率将出现在满载高输入电压工作条件下，而不是出现在低电源电压条件下，这就要求重新计算定时间隔。

5) 电感

需要选定最低工作频率条件下所需的电感值，其值可通过式（5-24）求得：

$$L = \frac{U_{P(\min)}^2 [U_o - U_{P(\min)}]}{4P_{o(\max)} U_a f_{(\text{conv})\min}} \quad (5-24)$$

式中， $U_{P(\min)}$ 为稳压输入峰值电压的最小值； $P_{o(\max)}$ 为输出功率的最大值； $f_{(\text{conv})\min}$ 为开关频率的最小值。

若其他参量 (U_o , P_o) 不变, 则直接的方法就是增加最低转换频率, 使其高于 30kHz。通常电感的尺寸和成本随其能量存储能力 $W(L)$ 的变化而变化。虽然大部分的能量储存在气隙中, 但磁芯部件也必须能容纳所需的磁通密度, 使其不能饱和或承受高的铁损, 不致过热。升压电感储存的能量是

$$W(L) = 0.5L \times I_{L(pk)}^2 \quad (5-25)$$

一旦选定磁芯尺寸和材料, 就能计算出电感圈数:

$$N = L \times I_{L(pk)} 10^4 / B_{max} \times A_e \quad (5-26)$$

式中, B_{max} 的单位是 T; A_e 的单位是 cm^2 。

6) 半导体器件的选择

首先必须知道所有工作条件下的峰值电流和电压, 才能合理地选择 MOSFET 开关和升压整流器。在选择时, 将半导体器件的最大额定值降低至 75% 使用较为合适。这里应使用 500V 耐压的器件。

若转换频率相当低, 则可用低成本的双极型晶体管替代 MOSFET。对于升压整流器, 应使用具有 200ns 或更短恢复时间的廉价高压二极管。两种通用器件是 1N4937 和 MUR160。在 PFC 变换器中的开关噪声到达输入整流桥之前应进行有效滤波, 因为桥内的二极管均是低速的。在整流桥的 DC 输出端和升压变换器之间加入 LC 滤波器是实现上述需要的最佳方案。

5.2.2 PFC 控制电路的设计

1. UC3852 的编程和启动电路

UC3852 具有低启动电流, 其从 VCC 端偏置电源吸收的电流小于 1mA。当自举绕组线圈 DC 满负荷工作并在变换期开始工作后, 小于 1mA 的启动电流将减小启动电阻产生的功耗。当 IC 的 VCO 端电压 U_{VCO} 接近 16V 时, UC3852C 开始工作, IC 电源电流将上升到工作电流; 但当电源电压降至低于近 10V 的 UVLO 门限电压时, 欠压封锁保护将关断 UC3852。

离线启动电路是由 VCO 到输入电源之间的启动电阻和 VCC 到地之间的储能电容器组成的。实际上, 在低电源电压下, 可以按下式计算启动电阻 $R_{(start)}$ 以提供 1.5mA 的充电电流:

$$R_{(start)} = \frac{U_{P(min)} - U_{(turn-on)}}{1.41I_{(charge)}} \quad (5-27)$$

虽然 VCO 偏置电流的滤波电容值是由几个因素确定的, 但是它主要由 UC3852 的欠压封锁滞后确定。除软启动电路外, 升压电感线圈的相位也将影响电容值。电容值按下式计算:

$$C_{(U_{cc})} = \frac{I_{CC} - I_{(charge)} t_{(boot)}}{U_{ULC滞后}} \quad (5-28)$$

对于很多应用而言, 可以使用 $I_{CC} = 10mA$, $I_{(charge)} = 1.5mA$, $t_{(boot)} = 10ms$, $U_{ULC滞后} = 5V$, $U_{(turn-on)} = 15V$ 时, 使用标准的 $15\mu F$ 电解电容, 具有适当的额定电压 (不低于 3.5V)。

2. 可编程开通时间

必须计算出开关的最大开通时间, 以编程到 UC3852 的振荡器中。其最大开通时间可按下式计算:

$$t_{(on)max} = 4P_{out} L / U_{P(min)}^2 \quad (5-29)$$



从 ISET 脚到地之间的电阻 R_{set} 能改变进入 RAMF 引脚的充电电流。ISET 引脚的输出电压接近 5V，因此，可用 R_{set} 对 5V 进行分压，其典型的充电电流范围是 100 ~ 600 μ A。

RAMP 引脚被用做脉宽调制（PWM）；它是一个输入端，在内部 RAMP 引脚的电压与误差放大器的输出端（COMP）电压进行比较以决定精确的开通时间。RAMP 引脚的电容从约 0.2V 开始充电，电压摆幅是 8.8V，最高电压幅度接近 9V。依据下面的公式可计算出电容值：

$$C = Idt/du \quad (5-30)$$

$$C_{(\text{RAMP})} = (I_{\text{set}} \times t_{(\text{on})\text{max}}) / 8.8\text{V} \quad (5-31)$$

式中， I_{set} 为启动电流。

RAMP 引脚的电容值要从 100pF ~ 1nF 系列标准中选择，而 ISET 程控电阻可方便地从误差为 1% 的系列标准值中查到，因此开关管的最大开通时间为

$$t_{(\text{on})\text{max}} = R_{\text{set}} \times C_{(\text{RAMP})} / 0.568 \quad (5-32)$$

UC3852 的开通时间是 R_{set} 和 $C_{(\text{RAMP})}$ 的函数。

3. 误差放大器补偿

用 ZCS 控制开通时间的 PFC 方法，要求具有很低的带宽电压腹点，以便提供高功率因数，这就必须保证在电源任何一个周期内开关的开通时间恒定。由于不需要平方、乘法或除法电路，所以由 UC3852 构成的电路结构简单，具有较高的抗噪能力。

在 UC3852 的 PFC 应用电路（见图 5-20）中给出的补偿电路结构，使误差放大器 PFC 与预调节器的输出电压（ U_o ）被精确地降到接口分压的 5V，并且使用了 3 个标准的 1/2W 电阻代替昂贵的高压电阻。由 3 个标准的 1/2W 电阻分压获得的反馈信号经 20k Ω 的输入电阻器接误差放大器的反相输入端（1 脚），反馈元件使用 1M Ω 的电阻器和 0.1 μ F 的电容器并联后加到 E/A 输出端（8 脚）和反相输入端（1 脚）之间。

这里推荐的放大器补偿方案提供了环路响应的一个低频极点，其频率为 1.6Hz，这是根据 1M Ω 和 0.1 μ F 编程得出来的。既可使用 20k Ω 的输入电阻，输出电压分压电阻及 5V 基准电压确定低频增益，也可采用其他补偿方案，电容、电阻的参数选择可以参考 5-13。

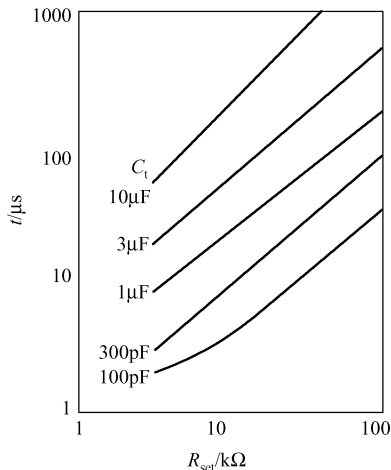


图 5-13 最大开通时间与 R_{set} 和 C_t 的函数曲线

采用上述补偿方案可以获得近 34dB 的低频增益, 单极点离开响应中心值 (20dB/10 倍) 为 1.6Hz。34dB 的增益曲线约在 120Hz 时通过 0dB, 并将获得极好的 PFC。为了增加低频增益并提高过 0dB 时的频率, 可调整 20kΩ 电阻使输入电压获得较好的动态响应, 并且减小输出电压过冲。

4. 软启动

在选择输出软启动的同时, 应考虑将输出电压过冲降到最低。在输出端有负载的应用中不会发生输出电压过冲。然而, 多数开关电源工作时不是轻载就是无载, 因此当功率突升时将发生过冲现象。软启动装置仅要求在补偿端 COMP (8 脚) 与地之间接一个二极管和电容器。当 AC 电源断开时, 连接在电容器和 VCC 之间的二极管使软启动电容器放电到 VCC 电压, 上述接法将保证电路总处在软启动状态。是否选择这一功能, 取决于实际应用。

在图 5-14 所示电路中, 为了大幅减小软启动电容器的尺寸, 可用廉价的 PNP 晶体管代替二极管。连接 PNP 晶体管的发射极到误差放大器的输出端和从基极到地之间的软启动电容器就能使电容成倍增加, 而晶体管的集电极接地。这种改进在放大器输出端将使电容值放大 β 倍。通常选用 2N2907 或等效的晶体管。从基极到发射极之间应使用 1N914 或 1N4148 二极管, 以防止负的基射极电压损坏晶体管。

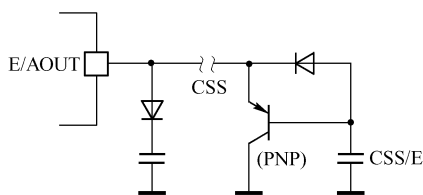


图 5-14 软启动电路

5. 电流检测电阻器

在 PFC 电路的设计中, 是在 AC 输入桥式整流桥预稳压电路的回扫中检测电流的。电流检测电阻器接于 UC3852 地的一侧作为基准, 电阻器的另一侧产生电流检测电压, 其电压值等于 $I_L(t) \times R_{\text{sense}}$ (电流检测电阻器)。

6. 零电流检测

零电流检测电路使用 -10mV 门限电压作为基准, 以保证不存在启动问题, 这是因为正常工作时输入电位必须低于地电位。无论什么时候, 当零检测输入高于 -10mV 门限时, 比较器将被触发, 下一个开关周期开始。

在过电流条件下, 电流检测电阻器上最大可产生 -400mV 的电压, 这仅发生在 20% 过载或 $1.2I_{L(PK)}$ 条件下, $R_{(\text{shunt})}$ (分流检测电阻器) = $0.4V / [1.2I_{L(pk)}]$ 。用输入电流的 RMS 分量就能计算出分路的功率损耗:

$$\begin{aligned} I_P &= \frac{1}{2} I_{L(pk)} \\ I_{P(rms)} &= \frac{I_P}{\sqrt{2}} \\ P_{(Rsense)} &= I_{P(rms)}^2 \times R_{\text{sense}} \end{aligned} \quad (5-33)$$

式中, I_P 为稳态输入峰值电流; $I_{P(rms)}$ 为稳态输入有效值电流; $P_{(Rsense)}$ 为电流检测电阻器损



耗功率。

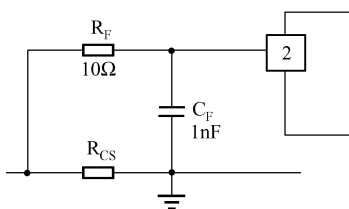


图 5-15 零电流检测的滤波电路

为获得精确值，可采用单个低阻值（ 1Ω 或更小） $1/8 \sim 1/4\text{W}$ 的标准电阻或将几个电阻器并联。碳膜合成或薄膜电阻器具有低串联电感，其工作性能最好。

零电流检测的滤波电路如图 5-15 所示。小型 RC 滤波器可加到电流检测电路中以滤除由电路寄生参数引起的开关噪声。为获得最佳效果，滤波器的滞后时间与整流器的恢复时间应匹配。采用 10Ω 电阻器和 1nF 电容器的滤波效果便

很好。

7. 过流保护

UC3852 装有过流比较器（ -400mV ），它能快速地终止 PWM 的输出。在过流条件下，会把过流比较器的 ISET（3 脚）的正常的 5V 电压提高到 9V 。此外，还能控制锯齿电容器的充电电流。ISET 引脚可用来驱动外部故障保护电路。当检测到过流故障时，与接在 ISET 引脚上的 5.6V 齐纳二极管串联的电阻将产生约 3.4V 的电压，此电压信号触发外部关闭电路或间歇电路。

8. 门驱动电路

UC3852 的 PWM 输出部分与 MOSFET 兼容，其峰值电流额定值为 1A 。这种推拉输出电路有 12V 钳位输出电压，可防止 VCC 电源不稳定时超出栅电压。在正常工作期间，UC3852 和 MOSFET 开关栅极之间的 12Ω 电阻器可将峰值输出电流限制到 1A 。此外，在欠压封锁期间，UC3852 的自偏压能有效地降低推拉输出电路电压，以便保证 MOSFET 栅极处于低电平，这就在 AC 输入电感电流增大和电路断开时，有效地防止了故障的发生。这种情况对功率因数的影响是很小的。

9. 改进的保护电路

在 UC3852 控制 IC 的某些应用中要求有复杂的保护，如过压保护、再启动延时、软启动或故障封锁。针对每一特点，都可使用最少的外部元件构成控制电路，通常采用共享元件的组合形式。

在图 5-16 所示的改进的保护电路中，用 R_{11} 、 C_6 和 Q_2 实现了电路的软启动功能。在故障期间，UC3852 的 3 脚输出 9V 信号，开启过电流保护。此时通过 VD_7 驱动 Q_3 ，因为 C_6 的放电而产生软启动功能。采用这种 VCC 电源端放电电路， Q_4 也能导通，从而也会导致 VCC 电源间歇工作。在这种方案中，用 SCR 代替 Q_3 就能使电路断开直到 VCC 电源恢复为止。利用 R_{11} 、 R_{12} 、 R_{13} 和齐级二接管 VD_8 可实现过压保护。当足够的电流通过 VD_8 时， R_{11} 给 Q_3 加偏压，此时过压保护类似于过流保护。

10. 电流检测互感器

在多数 UC3852 的应用中，为提高效率常使用电流互感器，这就需要使用两个初级绕组来检测每个元件的开关电流（互感器传感电流电路如图 5-17 所示），它们的圈数可以不等，

这取决于输入和输出电流。互感器的一个次级绕组和桥式整流器再生的电感电流,可使用较小的 RC 滤波网络来滤波,以平滑因漏感引起的输出尖峰。

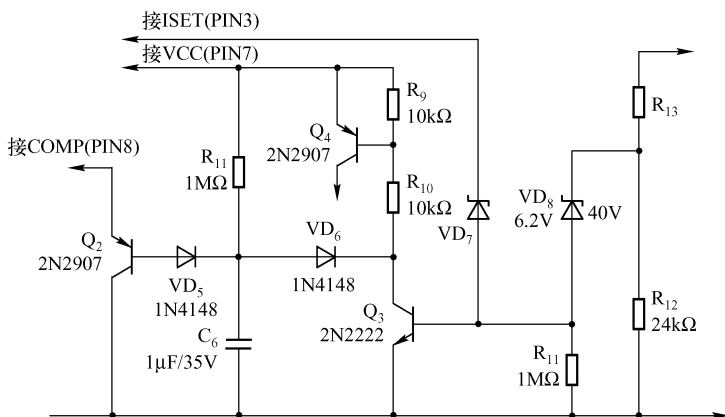


图 5-16 改进的保护电路

11. 稳压电源

自举电源的稳压电路如图 5-18 所示。这种电路的优点是能兼顾主变换器或驱动部分。UC3852 不需要稳定的辅助电源,因为它具有钳位的 12V 栅级驱动输出电压,这就保证了功率 MOSFET 始终具有正常的驱动幅度。

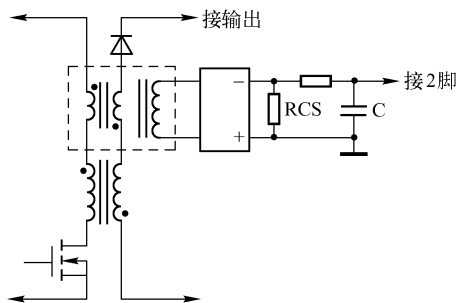


图 5-17 互感器传感电流电路

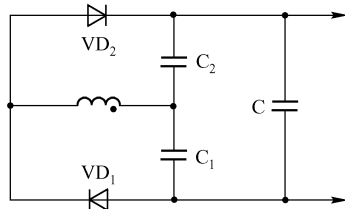


图 5-18 自举电源的稳压电路

5.2.3 UC3852 控制的 APFC 应用电路设计

1. UC3852 的 PFC 应用电路

UC3852 可以应用于不同输入电压范围和输出功率的 PFC 电路,在设计中可采用相同的准则去重新计算实际应用中的各个参数值。

使用 UC3852 控制开通时间,以及使用零电流开关 PFC 技术加一个简易的前馈电路就能适应宽的 AC 输入电压范围,如图 5-19 所示。在控制开关的导通时间,当输入电压范围为 85 ~ 264V (控制范围接近 3:1) 时,要求外部电路适应电源的变化。当负载从轻负载开始变化时,控制 UC3852 的开通时间,可以应用于接近 9:1 控制范围的电源电压变换器。如

UC3852 用于反馈式拓扑结构中也能实现 PFC，其功率因数降低很少。通常使用反馈式拓扑结构产生一个低于（或高于）升压变换器输出电压的输出电压。如图 5-20 所示的电路中给出了非隔离型反馈拓扑结构。

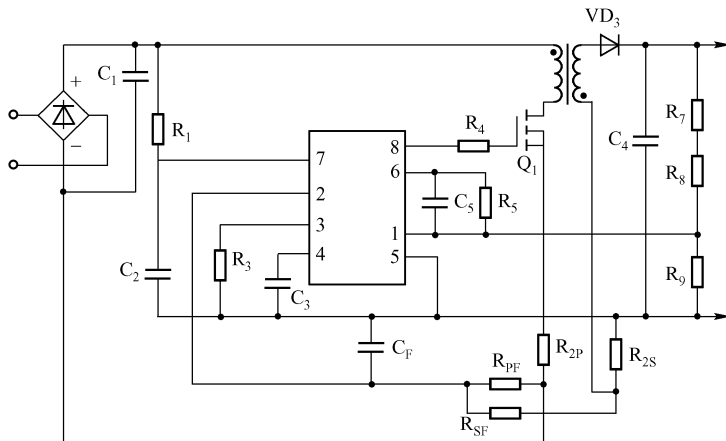


图 5-20 UC3852 控制 PFC 反馈式变换器电路

当与功率返回支路串联的电阻器检测开关接通时,电感的充电电流类似于升压变换器结构的电感充电电流。然而,当储存的电感能量传递到输出端且开关关断时,放电电流信息将丢失。通过增加一个电流检测电阻与次级绕组串联,可以恢复上述丢失的信息。当检测电流信号求和时,必须滤除小的变量,以便平滑开关噪声尖峰。



实用
场合

用这种技术能获得良好的输出电压稳定度,即使电路工作在 120Hz ($2 \times$ 电源频率) 也能获得期望的纹波值,但当输入电压降低到接近每周零电压时,反馈电路将不能进行全功率变换。这种方法在电源纹波小的场合应用比较广泛。

由 UC3852 控制的有源高功率因数预调节电路如图 5-21 所示。其中,电解滤波电容 C_4 位于输出端, C_1 是高频旁路小容量电容器。有源 PFC 控制电路置于桥式整流器 VD_1 和电容滤波器 C_4 之间。这种 ZCS 升压型变换器的 DC 输出电压必须高于峰值 AC 输入电压。通过采用合理的拓扑结构也可以使 DC 输出电压低于 AC 输入电压。

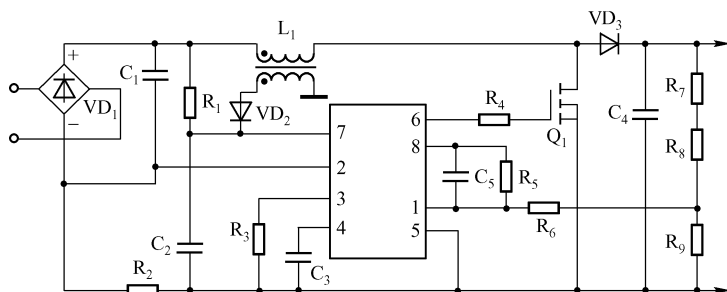


图 5-21 由 UC3852 控制的有源高功率因数预调节电路

图中的 R_1 、 C_2 是 IC 启动电路, R_1 同时又是 IC 电源偏置电阻; L_1 是升压电感器,与副绕组组成高效率电流变压器用于检测电流; R_2 是电流检测电阻器; C_3 是斜坡产生器电容; R_3 是充电电流编程电阻; Q_1 是由 UC3852 驱动功率开关 MOSFET; VD_3 是高速开关二极管; R_7 、 R_8 与 R_9 为 DC 输出电压分配器,用于反馈输出信号; R_5 、 C_5 是 IC 误差放大器的补偿网络。

接通电源后, AC 电压经桥式整流器输出正弦半波直流脉动电压,通过 R_1 的电流向 C_2 充电。当 C_2 上的电压达到约 16V 时, IC 被启动。IC 的 6 脚输出的 PWM 电压经电阻分压器采样输入 IC 误差放大器的反相端,与 5V 的基准电压比较放大,输出一个直流误差电压准时接通 PWM 比较器。逻辑电路同时受 PWM 比较器和零电流及过电流比较器的控制。只要 L_1 中的电流从 0 开始增长, Q_1 就导通。当电感器电流 I_L 增到最大值后开始下降时, Q_1 则关断。一旦 I_L 下降不到 0 时, Q_1 则再次导通。当 Q_1 导通时,二极管 VD_3 关断。当 Q_1 关断时, VD_3 导通,电流向 C_4 充电。在 AC 电压的半周期内, L_1 的高频振荡电流的频率是不断变化的。但其峰值电流包络曲线时刻跟踪 AC 电压的变化。 L_1 的平均电流波形呈正弦波形,该电流即为 AC 输入电流 I_{AC} 。这种输入电流平滑的正弦波形,与 U_{AC} 的相位角 φ 趋于 0,总谐波畸变 $THD < 10\%$,线路功率因数 $PF > 0.995$ 。与此同时,在 PFC 电路的输出端,可产生被调整的高度稳定的 DC 电压。从一定意义上讲,图 5-21 给出的这种 PFC 电路实际上是一种高功率因数和高效率开关电源 (SMPS)。



2. 电路设计步骤

1) 主要技术要求

若要求采用 UC3852 设计一个有源 PFC 电路，将其用做 100W 开关电源的前置变换器，其主要技术要求是：

- (1) 额定输入电压 $U_{IN} = 220V$ ；
- (2) 最低输入电压 $U_{IN(\min)} = 188V$ ；
- (3) 最高输入电压 $U_{IN(\max)} = 264V$ ；
- (4) 直流输出电压 $U_o = 400V$ ；
- (5) 输出功率 $P_o = 100W$ ；
- (6) 变换器最低开关频率 $f_{\min} = 30kHz$ ；
- (7) 谐波总含量 $THD < 10\%$ ；
- (8) 线路功率因数 $PF > 0.99$ 。

在上述设计指标中，THD 和 PF 两个参数要求几乎可以不予考虑。只要合理选取 UC3852 的外围元件，THD 和 PF 两个指标便可以完全保证。电路结构可以采用图 5-21 所示的形式。因为该电路所用元件最少，有利于降低产品成本。PFC 电路的设计实际上就是确定主要元件的参数。

2) 升压电感器参数的确定

最低峰值输入电压为

$$U_{P(\min)} = \sqrt{2} U_{IN(\min)} = 1.41 \times 188 = 265(V)$$

最高峰值输入电压为

$$U_{P(\max)} = \sqrt{2} U_{IN(\max)} = 1.41 \times 264 = 372(V)$$

设升压电感器 L_1 的电感量为 L ，则变换器的最长导通时间（单位为 s）为

$$t_{on(\max)} = 4P_o L / U_{P(\min)}^2 = 4 \times 100 / 265^2 \times L = 5.7 \times 10^{-3} L$$

最长截止时间（单位为 s）为

$$t_{off(\max)} = 4P_o L / U_{P(\max)} [U_o - U_{P(\max)}] = 4 \times 100 L / 372 (400 - 372) = 3.84 \times 10^{-2} L$$

最长开关周期（单位为 s）为

$$t_{\max} = t_{on(\max)} + t_{off(\max)} = (5.7 \times 10^{-3} + 3.84 \times 10^{-2}) L = 4.41 \times 10^{-2} L$$

最低频率为

$$f_{\min} = 1/t_{\max} = 1/(4.41 \times 10^{-2} L) = 30(kHz)$$

因此有

$$L = 1/(4.41 \times 10^{-2} \times 3 \times 10^{-4}) = 756(\mu H)$$

峰值电感器电流为

$$I_{LP} = 4P_o / U_{P(\min)} = 4 \times 100 / 256 = 1.51(A)$$

据此，按常规变压器设计方法，若采用 PQ26/20 铁芯，则 $L_1 = 47$ 匝，次级绕组为 3 匝，且均采用 AWG#21 漆包线绕制。

3) 电流检测电阻 R_2 的选择

R_2 连接于 2 脚与地之间，用于检测电感电流。2 脚是电流比较器的输入端，UC3852 的零电流比较器的门限是 $-10mV$ ，而过电流比较器的参考电压约为 $0.4V$ 。 R_2

可按下式求得:

$$R_2 = 0.4\text{V}/1.2I_{LP} = 0.4\text{V}/1.2 \times 1.51\text{A} = 0.222\Omega$$

可选择 0.2Ω 。 R_2 的功率选择 $1/2\text{W}$ 即可满足要求。

4) 启动电路中 R_1 、 C_2 的选取

IC 的 7 脚的门限是 16V , C_3 的充电电流可取 1.5mA , 最低峰值 AC 电压 $U_{P(\min)}$ 为 $\sqrt{2} \times 188\text{V}$, 因此有 $R_1 = (\sqrt{2} \times 188 - 16)/1.5 \times 10^{-3} = 168(\text{k}\Omega)$ 。

可选用 $180\text{k}\Omega$ 、 $1/2\text{W}$ 的电阻。

UC3852 的电源电流 $I_{CC} = 10\text{mA}$, 对 C_2 的充电电流 $I_{CH} = 1.5\text{mA}$, L_1 的次级绕组进入正常工作需要的时间 $t = 10\text{ms}$, 欠压锁定滞后 $U_{hys} = 5\text{V}$, 则 C_2 可按下式计算:

$$C_2 = (I_{CC} - I_{ch}) \times t / U_{hys} = (10 - 1.5) \times 10^{-3} \times 10 \times 10^{-3} / 5 = 17(\mu\text{F})$$

可选用 $15\mu\text{F}$ 、 50V 的铝电解电容器。

5) C_3 、 R_3 的计算

R_3 、 C_3 用于编程 UC3852 的开关导通时间。最长导通时间为

$$t_{on(\max)} = 4P_o L / U_{P(\min)}^2 = 4 \times 200 \times 756 \times 10^{-6} / 265^2 = 4.3(\mu\text{s})$$

4 脚的最高幅值电压是 9V , 斜坡充电起始电压是 0.2V , 因此有 $\Delta U = 9 - 0.2 = 8.8(\text{V})$ 。3 脚对 4 脚的编程充电电流为

$$I_{SET} = 0.4\text{mA}$$

由于 $I_{SET} = C_3 \times \Delta U / \Delta t$, 故有

$$C_3 = I_{SET} \times \Delta t / \Delta U = I_{SET} \times t_{on(\max)} / \Delta U = 0.4 \times 10^{-3} \times 4.3 \times 10^{-6} / 8.8 = 195(\text{pF})$$

可选用 $180\text{pF}/16\text{V}$ 的瓷介电容器。

3 脚的电压 $U_{SET} = 5\text{V}$, 则 R_3 可用下列方法求出:

$$R_3 = U_{SET} \times t_{on(\max)} / \Delta U \times C_3 = 5 \times 4.3 \times 10^{-6} / 8.8 \times 180 \times 10^{-12} = 13.5(\text{k}\Omega)$$

可选用 $13.3\text{k}\Omega$ (1%)、 $1/4\text{W}$ 的电阻。

6) 误差放大器外部元件参数的确定

UC3852 误差放大器的参考电压是 5V , PFC 电路的 DC 输出电压是 400V , 若选取 $R_9 = 5.1\text{k}\Omega$, 则很容易求出 R_7 与 R_8 的阻值之和为 $400\text{k}\Omega$ 。

根据放大器频率特性曲线和有关补偿理论, 在 RC 补偿网络中, 元件参数选择方案之一是取反馈电阻 $R_5 = 1\text{M}\Omega$, $C_5 = 0.1\mu\text{F}$, $R_6 = 20\text{k}\Omega$ 。利用该补偿网络, 在 1.6Hz 有一个低频极点, 低频增益约为 34dB 。调节 R_6 ($20\text{k}\Omega$) 可获得令人满意的动态响应和尽可能小的 DC 输出电压过冲。

经计算, Q_1 可选用 $4.5\text{A}/500\text{V}$ 的 MOSFET (IRF830), VD_3 可选用 $2\text{A}/500\text{V}$ 的快恢复 (开关) 二极管, VD_2 可选用 IN4148 小信号高速二极管。

以上设计的 PFC 电路的实测结果完全符合设计要求: $\text{PF} = 0.996$, $\text{THD} = 6\%$, $U_o = 400\text{V}_{\text{DC}} \pm 3\%$ 。

5.2.4 两相 ZVT - PWMDC/DC 变换器的设计

软开关技术在 DC/DC 变换器中的应用已分别经历了谐振开关阶段、准谐振阶段及软开关 PWM 阶段。



前两个阶段共有的两大缺陷是：



缺陷
及
优点

(1) 谐振元件处于功率传输的主电路中，使得开关器件的电压、电流应力增大；

(2) 输出电压与开关频率有关，必须采用调频控制，因此不利于输入、输出滤波器的设计。

零过渡 PWM 技术出现后，受到了人们的广泛重视。

零过渡 PWM 变换器的主要优点是：

(1) 保留了 PWM 技术的优点，实现了恒频控制；

(2) 谐振元件与主开关并联，不参与功率传输，因此使得主开关的电压、电流应力大大减小了；

(3) 与以往的软开关变换器相比，能实现零开关条件的电源电压、负载变化范围更宽。

针对此提出的两相 ZVT (Zero Voltage Transition) - PWM DC/DC 变换器是多相技术与零电压过渡 PWM 技术相结合的产物。由于它使用了多相技术，所以减少了输出电流的纹波，也相对地增大了输出功率。该电路的主开关是零电压开通的，主续流二极管是零电流关断的。

针对两相 ZVT - PWM 变换器拓扑结构的特点和工作原理，人们推导了电压变换比、主开关零电压开通条件等公式，并给出了辅助谐振电路元件参数选取的依据。仿真和实验结果验证了推导的正确性和参数设计的可行性。

1. 新型两相 ZVT - PWM 变换器的拓扑结构及工作原理

如图 5-22 所示为两相 ZVT - PWM 变换器的拓扑结构。对于这种 Buck 型两相 ZVT - PWM 变换器而言，当一个主续流二极管导通时，辅助电路开始工作，为相应相的开关器件提供零电压开通条件。为了使辅助电路有高的工作效率，当辅助电路开始工作时，某一相的有源开关应该处于导通状态。换句话说，占空比 D 应大于 0.5，否则图 5-22 中的辅助电路处理的功率约为 $D > 0.5$ 时的两倍，会增大辅助电路的损耗。因此，这种两相 ZVT - PWM 变换器适用于需要电压变换比高于 0.5 的场合。如图 5-23 所示为该电路在 $D > 0.5$ 时的主要波形。鉴于以上原因，以下主要对 $D > 0.5$ 时的工作原理及电路特性做详细的分析。

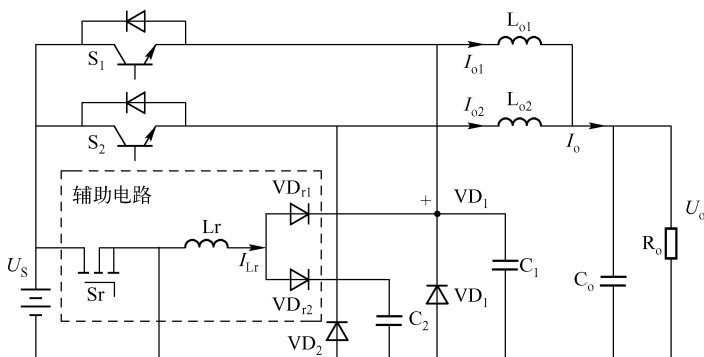
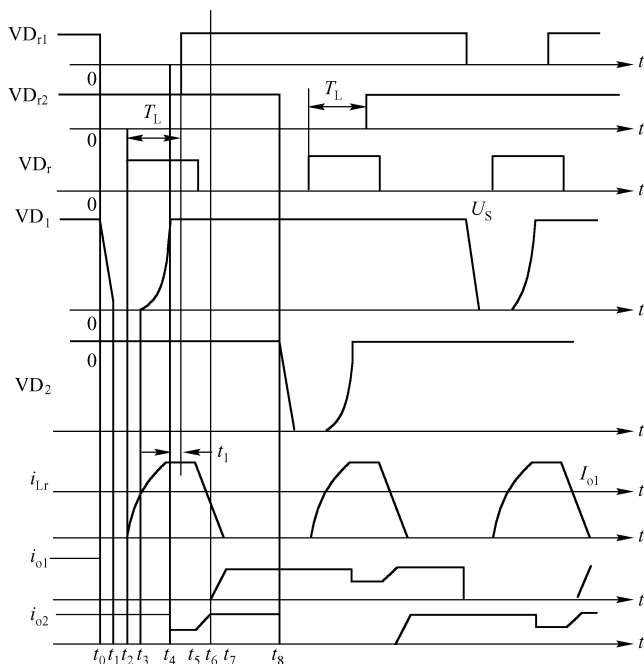


图 5-22 两相 ZVT - PWM 变换器的拓扑结构

图 5-23 $D > 0.5$ 时的主要波形

当 $D > 0.5$ 时，两相 ZVT-PWM Buck 变换器的工作原理如下。

t_0 时刻：主开关 S_1 关断，谐振电容 C_1 以 I_{o1} 大小的电流放电，使谐振电容 C_1 上的电压线性下降。

t_1 时刻：主续流二极管 VD_1 两端的电压 U_{VD1} 降到 0， VD_1 开始续流。

$t_2 \sim t_3$ 阶段：谐振电流线性上升。

t_2 时刻：辅助开关 S_r 开通，谐振电流 i_{Lr} 流经 VD_{r1} ，并以 U_s/L_r 的斜率增大。

t_3 时刻： i_{Lr} 开始大于 I_{o1} ，主续流二极管 VD_1 断开，谐振电感 L_r 与谐振电容 C_1 开始谐振。谐振电容 C_1 两端的电压以正弦规律上升，直到上升到 U_s ，被主开关 S_1 的反并联二极管钳位在 U_s ，为主开关 S_1 创造零电压开通的条件。

$t_4 \sim t_5$ 恒流阶段：由于谐振电感 L_r 两端的电压被主开关 S_1 的反并联二极管钳位为零，所以谐振电感 L_r 中的电流保持恒定。在此阶段中的任意时刻开通主开关即为零电压开通。但在辅助开关关断且谐振电感电流下降到 I_{o1} 之前，主开关中并没有电流流过。

t_5 时刻：辅助开关关断，辅助回路续流二极管 VD_r 导通，谐振电感电流开始下降，直到下降到负载电流 I_{o1} 时，主开关 S_1 中才开始有电流流过。

t_6 时刻：主开关 S_1 的电流由零开始线性上升，谐振电感 L_r 中的电流继续线性下降，直到 t_7 时刻才下降到零。

$t_7 \sim t_8$ 阶段：由主开关 S_1 和 S_2 同时为负载提供能量。

2. 电路的主要特性

假设电路元件均为理想元件，且输出滤波电感 L_{o1} 、 L_{o2} 足够大，可近似看为恒流源。但是由于在实际的电路中输出电流难免有纹波，这样 I_o 就会有一部分电流被 C_o 分流，所以这



里设流过负载电阻 R_o 的电流 $I_{R_o} = I_o \times p$ ($0 < p < 1$)。

1) 电压变换比

根据电感在稳态时的伏 - 秒平衡特性 ($\frac{1}{T} \int_0^{T_s} U_L dt = 0$)，可推导出 $D > 0.5$ 时，该变换器的电压变换比 M 为

$$M = \frac{U_o}{U_s} = \frac{1}{F} \left(\frac{R_o p}{2\pi Z_r M} + \frac{1}{4} + t_a^* \right) + D \quad (5-34)$$

式中， $F = f_r / f_s$ ，其中 $f_r = \frac{1}{T_r} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_1}}$ ， $f_s = 1/T_s$ 为开关频率； R_o 为负载电阻； $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_1}}$ 为谐振特征阻抗； $t_a^* = t_a \times f_r = t_a / T_r$ ， t_a 为图 5.23 中的 $t_0 \sim t_8$ 中的某一时刻值。

当 $D \leq 0.5$ 时，电压变换比可近似地用下式表示（推导从略）：

$$M = \frac{U_o}{U_s} \approx D + \frac{T_{aux}}{T_s} \quad (5-35)$$

式中， T_{aux} 为辅助开关的导通时间。

2) 主开关零电压开通的条件

为了能使主开关在零电压条件下开通，谐振电容的电压需在主开关开通信号到来时上升到 U_s ，即辅助开关需提前主开关一定的时间导通，为主开关创造零电压开通条件，即有

$$T_L \geq \Delta t_3 + \Delta t_4 = \frac{ML_r}{2R_o p} + \frac{1}{4f_r} \quad (5-36)$$

式中， T_L 为辅助开关超前于主开关 S_1 开通的时间； $\Delta t_3 = t_3 - \Delta t_2$ ； $\Delta t_4 = t_4 - t_3$ 。

将其归一化，得

$$T_{Lmin}^* = \frac{T_L}{T_r} = \frac{MZ_r}{4\pi R_o p} + \frac{1}{4} \quad (5-37)$$

式中， T_{Lmin}^* 为辅助开关提前于主开关开通时间的归一化临界值。

当 $D \leq 0.5$ 时，使主开关零电压开通的条件是

$$T_L \geq \frac{ML_r}{R_o p} + \frac{1}{2\sqrt{2}f_r} \quad (5-38)$$

将其归一化，得

$$T_{auxlmin}^* = \frac{T_L}{T_r} = \frac{MZ_r}{2\pi R_o p} + \frac{1}{2\sqrt{2}} \quad (5-39)$$

3. 控制电路的实现

如图 5-24 所示为该变换器的控制电路原理图。两相 ZVT - PWM 变换器的两个主开关的驱动信号相位相差 180° ，用两路幅值相等、相位相反的三角波正好可以实现这种关系。图 5-24 中的三角波发生器输出两路幅值相等、相位相反的三角波 1、2，它们分别与控制电压 U_k 比较产生两个主开关的控制信号，再将 1、2 路三角波与 $U^* + \Delta U$ 比较，经单稳电路和与门产生辅助开关的控制信号。

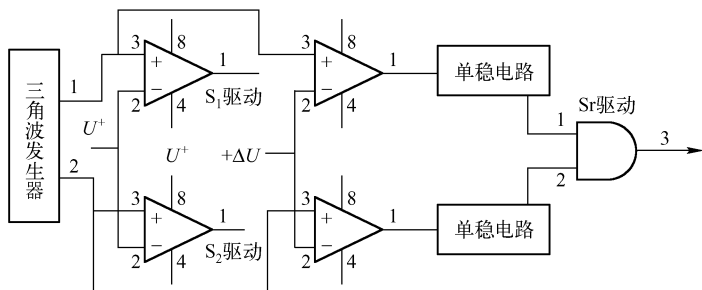


图 5-24 控制电路原理图

4. 参数的设计

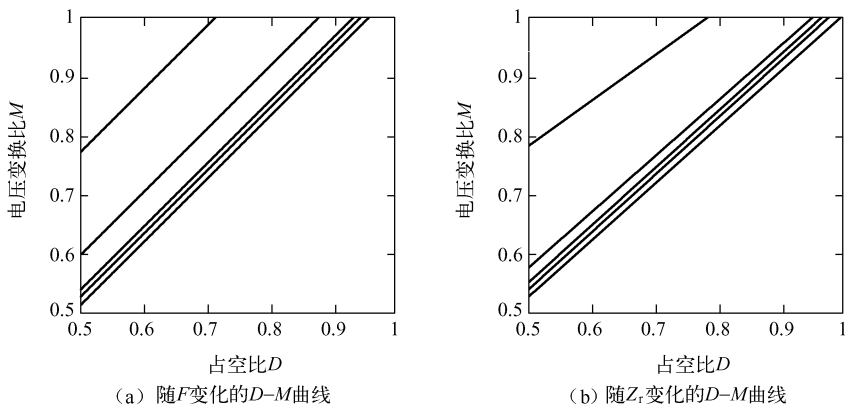
由于

$$L_r = \frac{Z_r}{2\pi f_r}, C_r = \frac{1}{2\pi Z_r f_r} \quad (5-40)$$

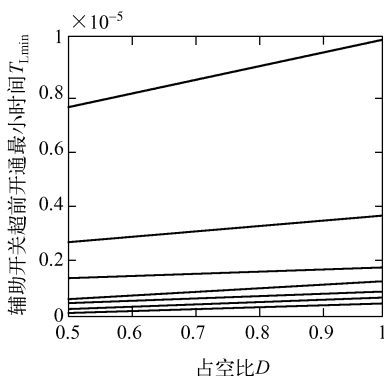
所以对于该变换器而言，一旦选定了 Z_r 、 F ，也就确定了谐振参数 L_r 、 C_r (C_1)。

对于该变换器的设计，应以使 M 的可调范围尽可能大， M 的线性度尽可能好，辅助开关的电流应力尽可能小，开关器件的损耗尽可能小为优化目标。

如图 5-25 所示为 F 、 Z_r 对（该变换器） $D-M$ 曲线的影响 ($f_s = 35\text{kHz}$)。其中图 5-25 (a) 所示的一族曲线是一族 F 自上而下由小变大的 $D-M$ 曲线。由图可见， F 越大， M 的可调范围越大。从这个角度考虑， F 应适当地大。如图 5-25 (b) 所示是一族 Z_r 自上而下由小变大的 $D-M$ 曲线。由图可见， Z_r 越大， M 的可调范围越大，同时 Z_r 大于某个值后对 M 的线性度及 M 的可调范围的影响就不是很明显了。同时，从减小谐振电感电流峰值的角度出发， Z_r 也应适当地大。

图 5-25 F 、 Z_r 对 $D-M$ 曲线的影响

如图 5-26 所示为随 F 变化 (F 自上而下由小变大) 的 $D-T_{\text{Lmin}}$ 曲线。可以看出， F 越大，为主开关提供零电压开关条件所需辅助开关超前主开关 S_1 开通的时间也就越短，这样就允许占空比的可调范围更大。

图 5-26 随 F 变化的 $D - T_{Lmin}$ 曲线

5.3 三电平软开关变换器

近年来，随着电力电子技术的发展，对直流变换装置的要求越来越高，尤其是在高压大功率应用场合。为了减小高压、大功率变换器开关器件的电压应力，人们提出了三电平直流变换器的方案，该方案可使开关管的电压应力是输入直流电压的一半。

为了提高三电平直流变换器的动态性能和静态性能，同时减小输出滤波器的体积、质量和造价，希望三电平直流变换器的工作频率越高越好。但是由于功率开关器件的非理想特性，所以通常功率开关器件是在电压不为零的情况下开通，在电流不为零的情况下关断的，这种开关过程称为硬开关过程。在硬开关状态下工作的功率变换器，随着开关频率的上升，一方面开关器件的开关损耗会成正比地增大，使电路的效率大大降低，处理功率的能力大幅度减小；另一方面，过高的 du/dt 和 di/dt 会产生越来越严重的电磁干扰（EMI）。为了克服三电平直流变换器在硬开关状态下工作的诸多问题，人们提出了各种各样的软开关技术，以达到在提高功率变换器开关频率的同时，降低开关损耗和减少由开关引起的 EMI 的目的。

5.3.1 三电平软开关技术

1. 三电平直流变换器

三电平直流变换器的基本电路如图 5-27 所示。电容 VD_1 和 VD_2 的容量相等，并且很大，它们的电压均为输入直流电压的一半，即 $U_{VD1} = U_{VD2} = U_{IN}/2$ 。 VD_5 和 VD_6 为钳位二极管，通过控制四个开关管 $VT_1 \sim VT_4$ ，在 A、B 两点得到了一个幅值为 $U_{IN}/2$ 的交流方波电压 U_{AB} 。经过高频变压器和输出整流桥后，在 C、D 两点得到幅值为 $U_{IN}/2N$ 的直流脉冲电压，再经过输出滤波后得到输出直流电压 U_o 。 N 是变压器的初、次级匝数比。通过调节 U_{CD} 的占空比，就可以调节输出电压 U_o 了。

2. 三电平直流变换器的软开关技术

目前，已有相关文献提出了几种软开关三电平直流变换器，它们大体上可分为两类：零电压开关三电平直流变换器和零电压、零电流开关三电平直流变换器。零电压开关三电

平直流变换器在基于直流变换器的基础上,外加了变换电感和电容,如图5-28所示。图中的 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 是开关管的结电容, L_{1K} 是变换电感,由外部电感和变压器的漏感组成。零电压开关三电平直流变换器利用结电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 实现了各开关管的零电压关断;通过储存在变换电感 L_{1K} 中的能量对结电容进行了充、放电,使得相应的结电容两端电压达到零,借此来实现开关管的零电压开通。

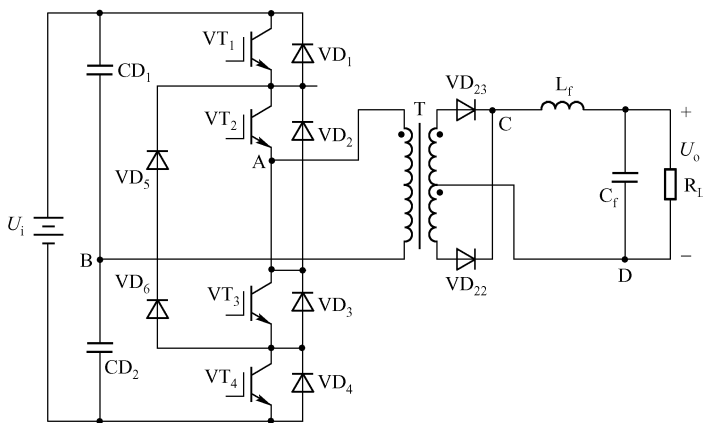


图 5-27 三电平直流变换器的基本电路

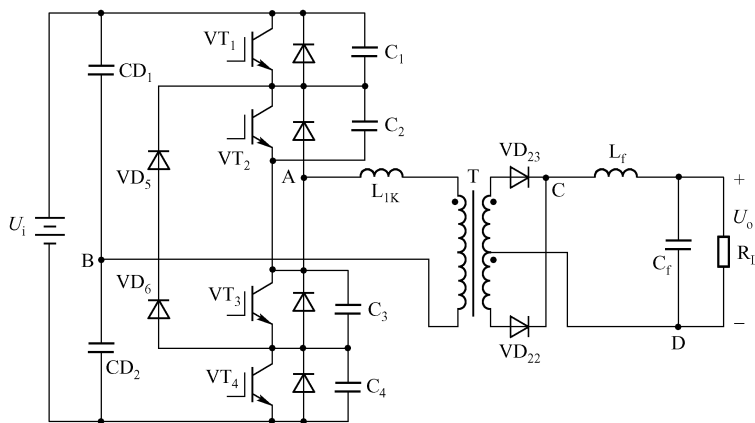


图 5-28 零电压开关三电平直流变换器

该电路的优点是：

- (1) 电路拓扑结构简单；
- (2) 负载波动不大时，基本上实现了零电压开关；
- (3) 开关管的电压应力是输入直流电压的一半。

该电路的缺点是：

- (1) 虽然开关管 VT_1 和 VT_4 利用折算到变压器初级的输出滤波电感（其数值很大）和变换电感很容易实现零电压开关，但是 VT_2 和 VT_3 只能利用变换电感来实现零电压开关，而且由于变换电感一般较小，所以当负载较小时，其能量不足以实现零电压开关；



优缺点



(2) 在零状态时, 变压器初级不向负载提供能量, 但初级有环流存在, 在开关管和变压器的初级绕组中将产生通态损耗, 影响功率变换器的效率。

为了克服电路中当负载较轻时, 变换电感 L_{IK} 中的能量不足以实现内部开关管的零电压开关的问题, 人们提出了宽负载范围的零电压开关三电平直流变换器, 如图 5-29 所示。该电路中增加了由电容 C_{A1} 、 C_{A2} 和电感 L_{AK} 组成的辅助变换电路。该电路通过开关管的结电容实现了开关管的零电压关断。当负载较轻时, 储存在变换电感 L_{IK} 中的能量较少, 不足以实现内部开关管的软开通, 该电路通过辅助变换电路, 利用辅助变换电感 L_{AK} 中的能量帮助变换电感 L_{IK} 对结电容进行了充、放电, 使得 VT_2 和 VT_3 两端电压达到零, 借此来实现内部开关管的零电压开通。

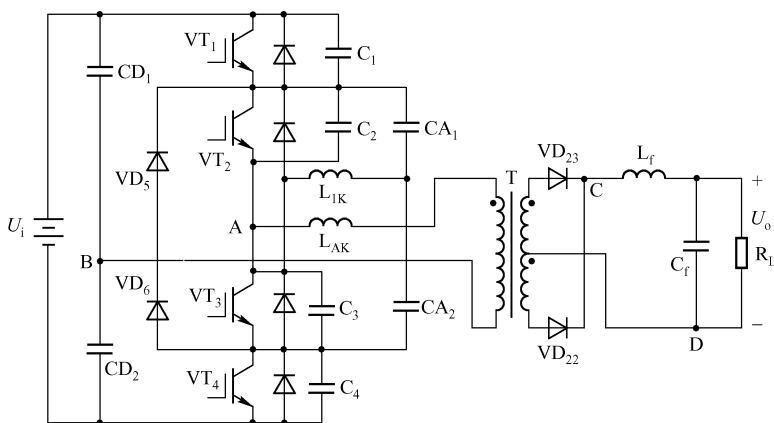


图 5-29 宽负载范围的零电压开关三电平直流变换器

该电路的优点是:

- (1) 克服了内侧开关管在负载较轻时, 不能实现软开通的缺点, 在相当宽的负载范围内, 均可实现开关管的零电压开关;
- (2) 开关管的电压应力是输入直流电压的一半。

该电路的缺点是:

- (1) 在零状态时, 变压器初级环流仍然存在, 影响了功率变换器的效率;
- (2) 辅助变换电路的增加, 尤其是辅助变换电感 L_{AK} 的增加, 导致了环流能量的增加, 因此造成了通态损耗的增加, 降低了功率变换器的效率。

为了消除零电压开关三电平直流变换器在零状态时, 变压器初级存在的环流, 人们提出了一种零电压、零电流开关三电平直流变换器电路, 如图 5-30 (a) 所示。这个电路和零电压开关三电平直流变换器的主要差别在于: 增加了连接电容 C_{SS} 及在变压器次级绕组中增加了辅助开关 S_{AUX} 和钳位电容 C_{AUX} 。连接电容 C_{SS} 分别将外侧管 VT_1 、 VT_4 和内侧管 VT_2 、 VT_3 的开关过程连接起来, 当变换器在稳态下工作时, 电容 C_{SS} 的电压恒为 $U_{IN}/2$ 。辅助开关 S_{AUX} 和钳位电容 C_{AUX} 使变压器初级电流复位为零, 以实现内侧开关管的零电流开关。外侧开关管 VT_1 和 VT_4 利用结电容 C_1 和 C_4 实现了零电压关断; 利用漏感和输出电感中的能量对结电容 C_1 和 C_4 进行了充、放电, 使得 VT_1 和 VT_4 两端的电压达到零, 借此来实现外侧开关管的零电压开通。当变换器处于零状态时, 辅助开关 S_{AUX} 接通, 钳位电容



优点
缺点

C_{AUX} 两端的电压反映到变压器的初级绕组并加在漏感 L_{lk} 的两端, 变压器初级的电流以斜率 NU_{AUX}/L_{lk} (N 为变压器变比; U_{AUX} 为钳位电容 C_{AUX} 两端的电压) 线性下降到零, 借此来实现内侧开关管的零电流开关; 同时由于初级电流为零, 不能提供负载电流, 所以此时负载的能量由钳位电容 C_{AUX} 来提供。

该电路的优点是:



优点

- (1) 在很宽的负载范围内, 实现了外侧开关管的零电压开关和内侧开关管的零电流开关, 且不受负载范围和输入电压的影响;
- (2) 消除了零状态时变压器初级存在的环流, 减少了通态损耗, 提高了功率变换器的效率;
- (3) 开关管的电压应力是输出直流电压的一半。

该电路的缺点是增加了辅助开关, 电路较复杂。

人们提出的另外一种零电压、零电流开关三电平直流变换器电路如图 5-30 (b) 所示, 它采用了阻断电容 C_B 作为阻断电压源, 使变压器初级电流在零状态时减小到零, 从而实现了内侧开关管的零电流开关。在零状态时, 由于初级电流减小, 不足以提供负载电流, 所以此时输出整流管 VD_{22} 和 VD_{23} 同时导通, 使变压器初级、次级电压均为零, 这样阻断电容 C_B 的电压全部加在饱和电感和漏感两端, 使初级电流很快减小到零。利用结电容 C_1 和 C_4 实现了外侧开关管的零电压关断; 利用漏感和输出电感中的能量对结电容 C_1 和 C_4 进行了充、放电, 使得 VT_1 和 VT_4 两端的电压达到零, 借此来实现外侧开关管的零电压开通。



缺点

为了防止初级电流在零状态时减小到零后继续反方向流动, 必须切断初级电流的反向通路。在变压器初级电路中串入一个饱和电感 L_s , 在零状态时, 饱和电感工作在线性状态, 可以防止初级电流反向流动。三电平直流变换器在 +1 状态和 -1 状态时, 饱和电感工作在饱和状态。

该电路有以下两个缺点:

- (1) 饱和电感损耗较大, 限制了开关频率的提高;
- (2) 饱和电感较难设计, 容易导致较大的占空比丢失。

为此, 人们提出了另外一种零电压、零电流开关三电平直流变换器电路, 如图 5-30 (c) 所示。为了防止变压器初级电流在零状态时减小到零后继续反方向流动, 在 VT_2 和 VT_3 中分别串入了二极管 VD_2 和 VD_3 , 消除了加入饱和电感后带来的负作用。



分析结论

由以上的分析可以看出:

零电压开关三电平直流变换器在负载较小时不足以实现内侧开关管的零电压开关, 而且在零状态时, 变压器初级存在环流, 降低了变换器的效率; 宽负载范围的零电压开关三电平直流变换器虽然克服了内侧开关管在负载较轻时不能实现软开通的缺点, 但是在零状态时, 变压器初级环流仍然存在; 零电压、零电流开关三电平直流变换器在很宽的负载范围内, 不仅实现了所有开关管的零电流开关, 使之不受负载范围和输入电压的影响, 而且消除了零状态时变压器初级存在的环流, 提高了变换器的效率。因此, 在三电平直流变换器软开关技术中, 零电压、零电流开关三电平直流变换器将成为研究热点, 并将应用于工程实践中。

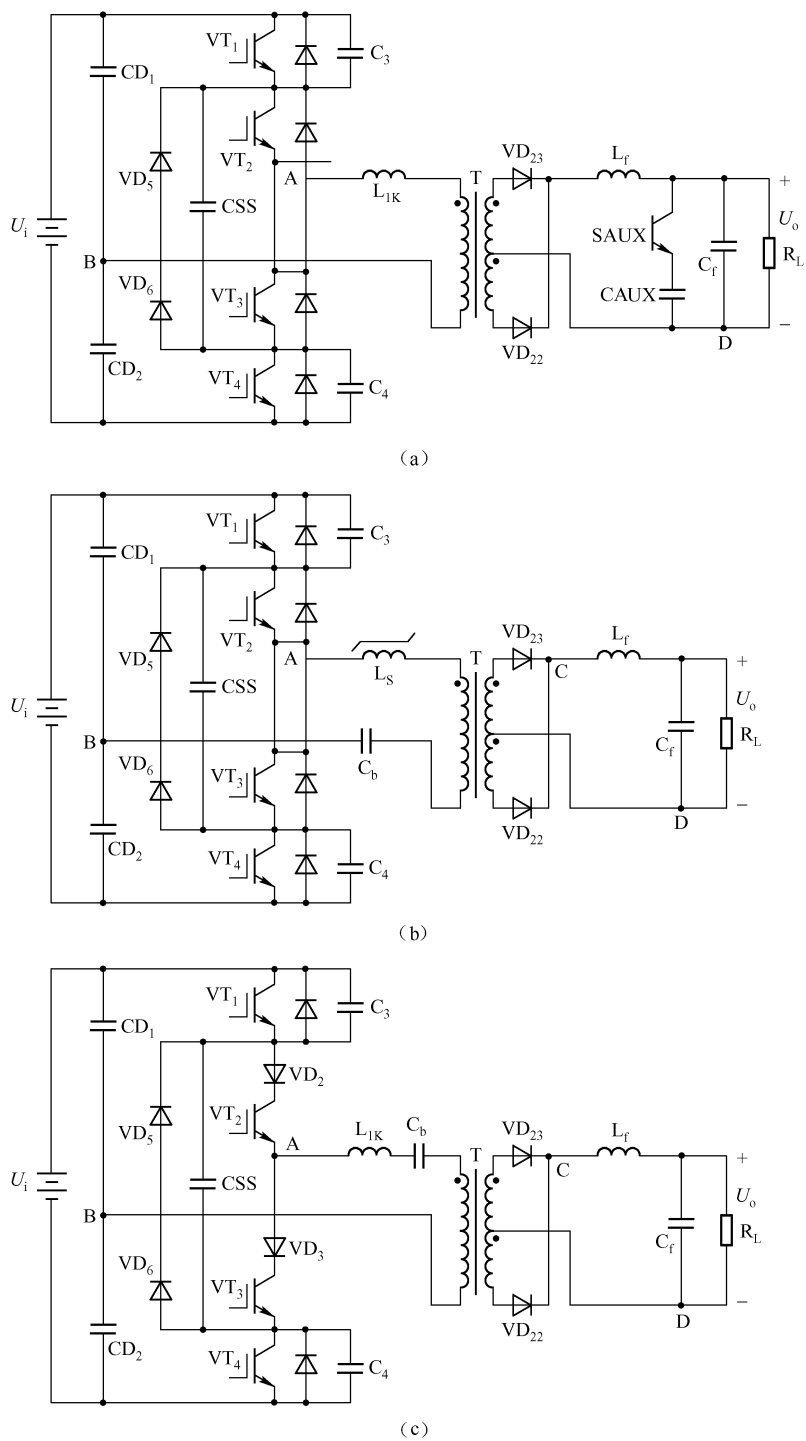


图 5-30 零电压、零电流开关三电平直流变换器

5.3.2 改进型零电压开关 PWM 三电平直流变换器

一种带输出饱和电感及续流二极管的改进型 ZVS 三电平直流变换器如图 5-31 所示, 它有效地克服了 ZVS 电路的不足之处, 把三电平直流变换器和移相控制很好地结合在了一起。

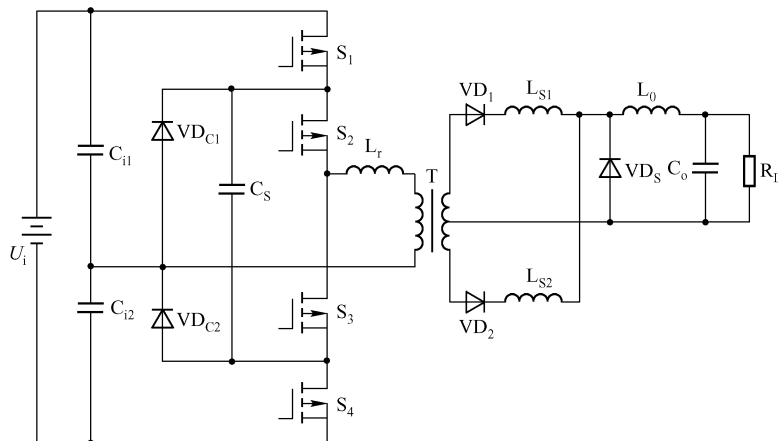


图 5-31 改进型 ZVS 三电平直流变换器

1. 工作原理

在图 5-31 中, S_1 和 S_4 是超前桥臂, S_2 和 S_3 是滞后桥臂, C_s 是飞跨电容, VD_{C1} 和 VD_{C2} 是钳位二极管, L_r 为谐振电感, L_{s1} 和 L_{s2} 为输出饱和电感, VD_s 为续流二极管。与传统的 ZVS 三电平直流变换器比较, 改进型 ZVS 三电平直流变换器增加了次级饱和电感 L_{s1} 、 L_{s2} 和输出续流二极管 VD_s 。

一般移相三电平在一个完整的开关周期有 12 个开关状态, 除了包括正半周和副半周的 2 个功率输出过程和 2 个钳位续流过程外, 还包括超前臂工作期间从死区时间开始的谐振和换流过程, 以及滞后臂工作期间从死区时间开始的谐振和换流过程。

为了实现 ZVS 软开关, 超前及滞后臂都必须有足够的电感量来吸收开关管寄生电容和变压器分布电容上的电荷, 即

$$\frac{1}{2}LI^2 > \frac{3}{4}C_{\text{mos}}\left(\frac{U_i}{2}\right)^2 + C_{\text{ir}}\left(\frac{U_i}{2}\right)^2 \quad (5-41)$$

式中, L 为总的参与谐振的电感; I 为电感 L 中的电流; $\frac{3}{4}C_{\text{mos}}$ 为两个开关管寄生电容的等效值; C_{ir} 为变压器的分布电容等效值。

ZVS 三电平直流变换器的超前桥臂由于有励磁电感和输出电感折算值 n^2L_r (L_r 为输出电感, 其值为 L_0 、 L_{s1} 、 L_{s2} 电感和) 参与谐振, 所以有足够的能量在很宽范围内实现超前臂 ZVS。但是传统 ZVS 三电平直流变换器在滞后臂谐振时的两输出整流二极管同时处于续流状态, 只有初级的谐振电感 L_r 参与谐振, 输出电感和励磁电感都不参与谐振换流。由于 $L_r \ll n^2L_r$, 所以相对于超前臂而言, 滞后臂很难在宽范围内实现 ZVS。同时, 在换流过程, ZVS 电路会发生次级占空比丢失的情况。



加入输出饱和电感和续流二极管后，改变了滞后臂的换流过程，励磁电感将参与谐振换流。根据饱和电感的特性，在超前臂 S_1 和 S_4 的换流过程中，与传统的 ZVS 三电平类似，此时饱和电感由于电流大而处于饱和低阻导通状态；当滞后臂 S_2 和 S_3 换流时，初级电流降到励磁电流，输出整流二极管电流趋近于零，饱和电感很快退出饱和，呈现高阻断状态，此时输出电流全部流过续流二极管 VD_s ，变压器转化为纯电感状态，从而启动了励磁电感参与滞后臂的串联谐振。由于等效的谐振电感大大增加，所以在初级电流近似不变的条件下，根据式 (5-41)，滞后臂会有足够能量吸收寄生电荷，实现宽范围 ZVS。同时，在加入饱和电感后，由于滞后臂有励磁电感参与谐振，谐振条件与负载关系不大，所以在设计初级谐振电感时可以尽量减小该电感，这样可以减小次级占空比丢失的概率。

饱和电感的特性相当于磁开关，当电流小于 I 时，饱和电感不饱和，电感量很大，磁关断输出整流二极管，这样有效地阻挡了由输出二极管的产生的反向恢复电流，从而减小了由二极管的寄生电容和变压器输出漏感引起的电压振荡，同时减小了电压尖峰。

2. 饱和电感参数

饱和电感 VITROPERM6050Z 采用钴基非晶磁芯，它的磁导率为 2000 ~ 3000 高斯，具有非常低的磁芯损耗和非常高的矩形比。当电流接近零时，它具有非常大的电感量。这个很大的电感量可以有效地阻挡由二极管产生的反向恢复电流。该磁芯在比较小的电流条件下就可以进入饱和状态。

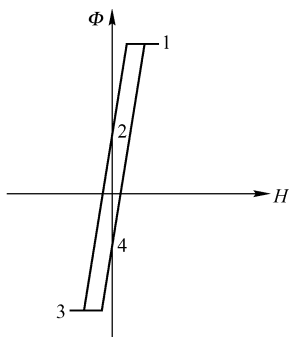


图 5-32 磁滞回线

饱和电感的磁滞回线如图 5-32 所示，其工作过程如下：到达工作点 1 时（电流导通），磁芯处于饱和状态，具有非常低的电感量；当电流关断时，工作点到达剩磁点 2，二极管的反向恢复效应使得电流向小于零的方向减小，这时由于钴基非晶有非常高的磁导率，所以它的电感量很大，有效地抑制了二极管的尖峰电流，实现了二极管的软恢复；高电感值阻止了磁芯工作在工作点 3，而留在反向剩磁点 4，然后被磁化开始下一个循环。

一般来讲，饱和电感的磁通必须满足式 (5-42)：

$$\Phi \cdot S_a \geq \pi \cdot t_{rr} \cdot U_r \cdot I_o \cdot \frac{F_{cu}}{J} \quad (5-42)$$

式中， S_a 为磁芯截面积； J 为铜线电流密度； F_{cu} 为铜线填充系数，对于绕线磁芯电感，取 $F_{cu} = 0.3 \sim 0.4$ ，对于铜线径磁芯电感，取 $F_{cu} = 1$ ； t_{rr} 为输出二极管的反向恢复时间； U_r 为输出二极管的反向电压； I_o 为输出电流。

采用具有中等电流密度 ($2A/mm^2$) 的铜线径磁芯电感，式 (5-42) 可以简化为

$$\Phi \cdot S_a \geq 1.5 \cdot t_{rr} \cdot U_r \cdot I_o \quad (5-43)$$

饱和电感的线径 d_{cu} 为

$$d_{cu} = \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{I_o}{J}} \quad (5-44)$$

因此，绕线圈数 N 为

$$N \geq \pi \cdot t_{rr} \cdot \frac{U_r}{\Phi} \quad (5-45)$$

3. 峰值电流控制

1) 峰值电流控制原理

峰值电流控制是 20 世纪 80 年代出现的新控制模式,它具有动态性能好,输出精度高,增益带宽大,瞬间限流保护等特点。目前,许多移相控制 ZVS 多采用此控制方法,移相三电平 ZVS 也不例外。

峰值电流的反馈电路如图 5-33 所示。在图 5-33 所示电路中,将开关管的瞬态电流动态信号 U'_c 与一个固定开关频率、幅值很小的锯齿波信号 U_{th} 相叠加(锯齿波是斜率补偿),然后再与参考电压信号 U_c 进行比较,共同决定导通桥臂的移相角 α ,这样便组成了一个电压外环、峰值电流内环的电流型控制系统。4

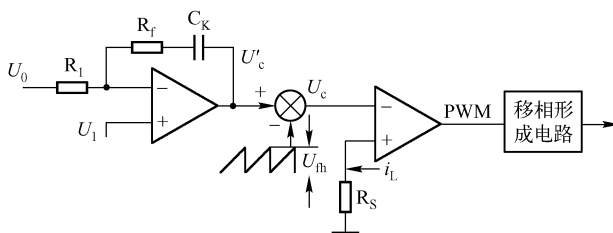


图 5-33 峰值电流的反馈电路

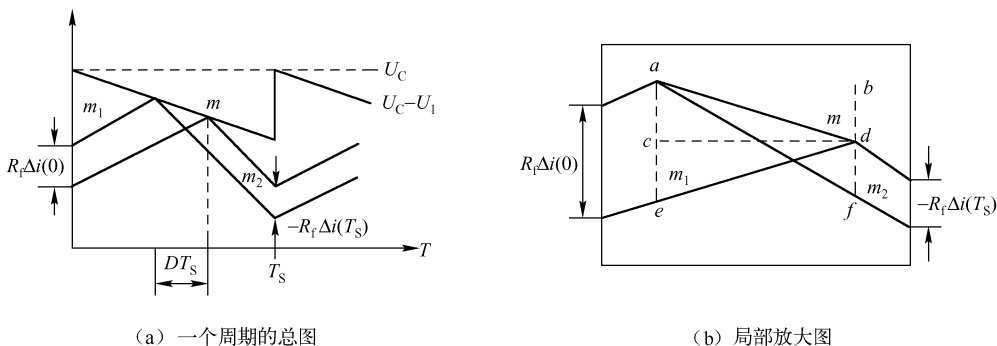
个开关管的占空比 D 固定保持为约 50%，只是导通桥臂移相角 α 决定了变压器能量转换的伏秒值。该伏秒值既与参考电压成正比，又与开关管的瞬间电流峰值相关，这样保证了开关管的瞬间电流峰值跟随参考电压的变化。该控制模式具有与移相控制结合的能力，并且可以实现瞬间限流调整，对开关器件进行动态保护，同时也可以自动保持高频功率变压器的动态平衡。

2) 峰值电流控制系统的斜率补偿

在峰值电流控制中存在一个比较突出的问题,即在连续模式下,当移相占空比 $D_\alpha > 50\%$ 时,随着偏移量 Δi 的变化,经过几个状态周期的推移,偏移量将会越来越大,这样闭环系统将进入不稳定状态,造成次谐波振荡、电感电流振铃等。为了保证系统稳定,需要采用斜率补偿的方法,这样虽然牺牲了一些系统增益,但会使系统在移相占空比 $D_\alpha > 50\%$ 时保持稳定。系统稳定性与斜率补偿的关系如图 5-34 所示。由几何关系可知:

$$R_f \cdot \Delta i(0) = ac + ce = abm + abm_1 - R_f \Delta i(T_s) = bf - bd = abm_2 - abm \quad (5-46)$$

式中, m 为补偿信号的上升率; m_1 为电感检测电流的上升率; m_2 为电感检测电流的下降率。



(a) 一个周期的总图

(b) 局部放大图

图 5-34 系统稳定性与斜率补偿的关系

因此,经过一个开关周期后,输出电感中电流的变化为

$$\Delta i(T_s) = \Delta i(0) \cdot \left| -\frac{m_2 - m}{m_1 - m} \right| \quad (5-47)$$

同理，经过 n 个周期后，输出电感的电流变化为

$$\Delta i(nT_s) = \Delta i(0) \cdot \left| -\frac{m_2 - m}{m_1 - m} \right|^2 \quad (5-48)$$

要想系统稳定，偏移电流量必须趋近于零，即

$$\lim_{n \rightarrow \infty} |\Delta i(nT_s)| = 0 \quad (5-49)$$

因此，系统稳定的充要条件是

$$\left| -\frac{m_2 - m}{m_1 - m} \right| < 1 \quad (5-50)$$

因为在稳定条件下， $Dm_1 = (1 - D)m_2$ ，消去 m_1 ，整理后，得到峰值电流控制系统稳定的充要条件为

$$\frac{m}{m_2} > \frac{2D - 1}{2D} \quad (5-51)$$

由式 (5-51) 可知，当没有斜率补偿，即 $m = 0$ 时，必须要求移相占空比 $D_\alpha < 0.5$ ，这就是说理论上不加补偿，移相占空比 $D_\alpha > 0.5$ 时系统将不稳定；在控制工程实际中， m 一般取为 $(0.7 \sim 0.8)m_2$ ，这样既保证了系统符合稳定条件，又保证了系统的动态指标。

5.3.3 采用变压器次级辅助绕组的软开关 PWM 三电平变换器

采用变压器次级辅助绕组的软开关 PWM 三电平变换器可使开关管承受的电压应力为输入直流电压的一半，并使开关损耗减小。它克服了 ZVZCS 三电平变换器的部分缺点，其主要电路拓扑如图 5-35 所示。它采用了移相控制，其中 C_1 和 C_2 是分压电容，其容量相等，并且很大，均分输入电压 U_i ，即 $U_{C1} = U_{C2} = U_s = U_i/2$ ； L_k 是变压器的初级漏感； VD_5 、 VD_6 是钳位二极管； S_1 和 S_4 是超前管； C_3 和 C_4 分别是 S_1 和 S_4 的并联电容； S_2 和 S_3 是滞后管； C_n 为连接电容，分别将两个超前管和两个滞后管的开关过程连接起来； C_h 是维持电容，它使初级电流复位，从而实现滞后管的 ZCS，并防止初级电流 i_p 反向流动； L_r 是输出滤波电感； C_f 是输出滤波电容； R 为负载。

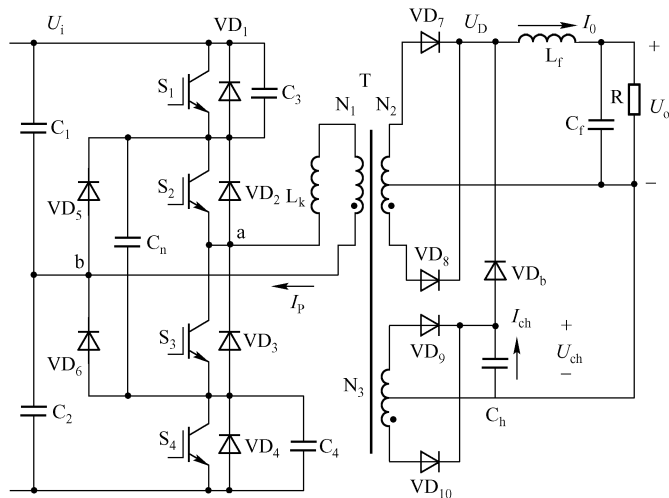


图 5-35 主电路拓扑

采用变压器次级辅助绕组的软开关 PWM 三电平变换器有 9 个工作模式，对应的工作波形如图 5-36 所示。在分析工作模式前进行如下假设。

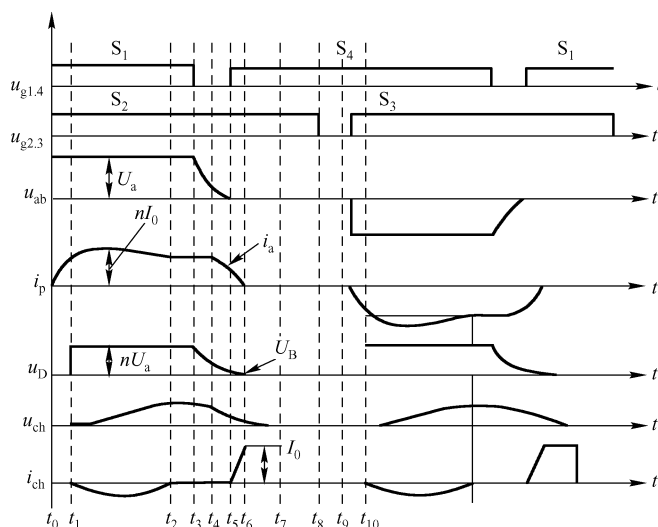


图 5-36 工作波形图



假设
条件

- (1) 所有开关管、二极管均为理想器件。
- (2) 所有电感、电容均为理想元件。
- (3) 电容 C_{ss} 足够大，稳态工作时， C_{ss} 的电压恒定为 $U_i/2$ 。
- (4) 输出滤波电感 L_f 足够大，其电流为输出电流 I_0 ，可以认为是一个恒流源。
- (5) $C_3 = C_4 = C_r$ 。

1) 工作原理

$t_0 \sim t_1$: t_0 以前 S_1 已开通， t_0 时刻 S_2 导通，此时 $u_{ab} = U_s = U_i/2$ 。由于 L_k 的存在， i_p 不能突变，所以 S_2 是零电流开通的。 i_p 逐渐增加，但还不足以提供负载电流， VD_7 与 VD_8 依然同时导通，变压器次级绕组被钳位在零电压，变压器辅助绕组上的电压也为零。初级电流按式 (5-52) 线性增加：

$$i_p = \frac{U_s}{L_k} t \quad (5-52)$$

$t_1 \sim t_2$: 在 t_1 时刻， $i_p = nI_0$ ($n = N_2/N_1$)，初级开始为负载提供能量。辅助电路中的 VD_9 导通，维持电容电压 u_{ch} 开始充电上升。维持电容的电压和充电电流由式 (5-53)，式 (5-54) 给出：

$$u_{ch}(t) = n_a U_s [1 - \cos(\omega_a t)] \quad (5-53)$$

$$i_{ch}(t) = -\frac{n_a U_s}{Z_a} \sin(\omega_a t) \quad (5-54)$$

式中， $Z_a = \sqrt{\frac{n_a^2 L_k}{C_h}}$ 为谐振电路的特征阻抗； $\omega_a = \frac{1}{\sqrt{n_a^2 L_k C_h}}$ 为谐振频率； $n_a = N_3/N_1$ 为变压器辅助绕组与初级绕组的匝比，它小于变压器次级与初级匝比 $n = N_2/N_1$ 的一半（忽略漏感和



次级整流二极管的结电容间的寄生影响，以简化工作过程的分析）。

$t_2 \sim t_3$: t_2 时刻, L_k 与 C_h 完成了半个谐振周期, $U_{Ch} = 2n_a U_s$, 电容 C_h 试图通过 VD_h 放电, 然而由于 $U_{Ch} < U_{rec}$, 所以 VD_h 反偏。维持电容 C_h 保持电压不变, 输出功率由主绕组承担。

$t_3 \sim t_4$: t_3 时刻, S_1 关断, i_p 给 C_3 充电, C_3 上的电压逐渐上升, 因此 S_1 是零电压关断的。同时, C_4 放电, 此时 L_k 和输出滤波电感 L_f 相串联, L_f 一般很大, i_p 近似不变, 类似于一个恒流源; C_3 的电压线性上升, C_4 的电压线性下降。此时有

$$u_{c3}(t) = \frac{I_p t}{2C_r} \quad (5-55)$$

$$u_{c4}(t) = U_s - \frac{I_p t}{2C_r} \quad (5-56)$$

初级电压 $u_{ab} = u_{c4}$, 次级整流电压与初级电压下降的斜率相同。

$t_4 \sim t_5$: t_4 时刻, 次级整流电压下降到维持电容电压 U_{Ch} , 此时二极管 VD_h 导通, 整流电压随着维持电容电压变化 (设 C_h 比 C_3 、 C_4 大得多), C_h 开始为负载提供部分电流。因为漏感储能仍使 C_3 充电、 C_4 放电, 则初级电压几乎按与先前同样的斜率下降, 这意味着次级整流电压比初级电压下降得慢。初级电压与次级反射电压之差加在漏感上, 初级电流 i_p 开始下降。折算到初级的简化等效电路如图 5-37 (a) 所示, 初级电流和电压及次级电压为

$$i_p(t) = nI_0 \left(1 - \frac{C_{eq}}{\omega_b^2} \right) \cos(\omega_b t) + \frac{C_{eq}}{\omega_b^2} nI_0 \quad (5-57)$$

$$u_{ab}(t) = \frac{nI_0}{\omega_b} \left(\frac{1}{\omega_b^2} - \frac{1}{C_{eq}} \right) \sin(\omega_b t) - \frac{nI_0}{\omega_b^2} t + \frac{1n_a U_s}{n} \quad (5-58)$$

$$U_{rec}(t) = -\frac{I_0 C_{eq}}{C_h \omega_b^3} \sin(\omega_b t) + \frac{I_0 C_{eq}}{C_h \omega_b^2} t + 2n_a U_s \quad (5-59)$$

式中, $\omega_b = \sqrt{\frac{n^2 C_h + C_{eq}}{n^2 C_h C_{eq} L_k}}$; $C_{eq} = C_3 + C_4$ 。

$t_5 \sim t_6$: t_5 时刻, C_3 的电压上升到 U_s , C_4 的电压下降到零, $u_{ab} = 0$, 此时 VD_4 自然导通。 VD_4 导通后, C_4 的电压被钳位为 0, 因此可零电压开通 S_4 , S_4 与 S_1 驱动信号之间的死区时间应大于 $(t_5 - t_3)$ 。次级电压折算到初级后都加在漏感上, 初级电流迅速下降。折算到初级的简化等效电路如图 5-37 (b) 所示。初级电流和次级电压为

$$i_p(t) = I_a \cos(\omega_c t) - \frac{U_s}{nZ_c} \sin(\omega_c t) + I_a \quad (5-60)$$

$$u_{rec}(t) = nI_a Z_c \sin(\omega_c t) + U_a \cos(\omega_c t) \quad (5-61)$$

式中, $Z_c = \sqrt{\frac{L_k}{n^2 C_h}}$; $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{n^2 L_k C_h}}$; $i_p(t_5) = I_a$; $u_{rec}(t_5) = U_a$ 。

$t_6 \sim t_7$: t_6 时刻, 初级电流完全复位, 整流电压 $u_{rec}(t_6) = U_\beta$, 然后整流二极管 VD_7 关断, C_h 提供全部负载电流, 整流电压迅速下降, 简化等效电路如图 5-37 (c) 所示。此模式下的整流电压按式 (5-62) 线性下降:

$$u_{rec}(t) = U_\beta - \frac{I_0}{C_h} t \quad (5-62)$$

$t_7 \sim t_8$: t_7 时刻, C_h 放电完毕, 然后整流二极管 VD_7 、 VD_8 同时导通, 均分负载电流。

$t_8 \sim t_9$: t_8 时刻, 关断 S_2 , 此时 $i_p = 0$ 。因此 S_2 是零电流关断的, 以后是 S_2 与 S_3 的死区时间。 t_9 时刻, 开通 S_3 , 由于 L_k 的存在, i_p 不能突变, 所以 S_3 是零电流开通的, 电路工作进入另半个周期, 其工作情况类似于前面的描述。

从以上工作模式分析可以看出, 这种变换器可以获得很好的 ZVZCS 软开关效果, 并且减小了占空比的丢失。

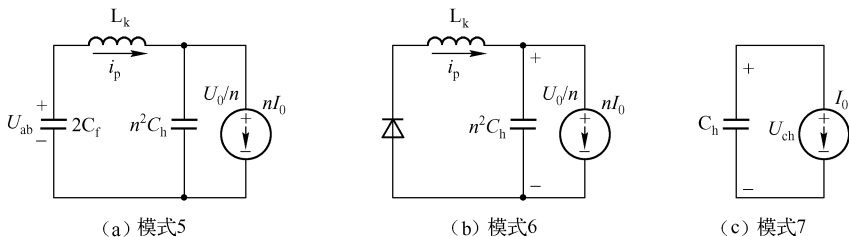


图 5-37 简化等效电路图

2) ZVZCS 软开关效果

(1) 超前管的 ZVS 范围。

超前管并联的电容首先利用输出滤波电感的能量充电/放电 (模式 4), 然后通过漏感储能充电/放电 (模式 5), 因此易于实现 ZVS, 但当负载很轻时, 超前管的 ZVS 会受到限制。在模式 4 最后时刻的初级电压等于维持电容电压折算到初级的峰值, 初级电流 $i_p = I_{on}$ (I_{on} 为 $t=0$ 时的初级电流)。从能量关系来看, 若要实现 ZVS, 则漏感储能要大于或等于维持电容储能, 即

$$\frac{1}{2}L_k (I_{on})^2 \geq \frac{1}{2}(C_3 + C_4) \left(\frac{2n_a U_s}{n} \right)^2 \quad (5-63)$$

$$I_0 \geq \frac{2n_a U_s}{n^2} \sqrt{\frac{C_3 + C_4}{L_k}} \quad (5-64)$$

式 (5-63) 决定了超前管的 ZVS 范围, 从该式中可以看出, 超前管的 ZVS 是由变压器匝比、开关管并联电容、变压器漏感和输入电压共同决定的。当电路中的条件满足式 (5-64) 时, 在任意负载条件下, 超前管都可以实现 ZVS。

(2) 滞后管的 ZCS 范围。

从前面的工作原理分析可知, 初级电流由维持电容电压来复位。在轻负载下, 维持电容不能完全放电, 因此充电少。负载越轻, 维持电容峰值电压越低。然而复位电流也随负载电流的减小而减小, 滞后管的 ZCS 也能通过很低的维持电容电压获得, 因此, 滞后管的 ZCS 变化范围足够宽。

5.3.4 多谐振软开关三相大功率因数整流器

三相硬开关 PFC 具有良好的功率因数及波形校正效果, 但是换流器存在开关应力大和开关损耗大等严重缺点, 因而限制了 PFC 性能的提高和实用效果。电感输入升压式多谐振零电流开关的 PFC 电路, 在相等的功率条件下, 其开关元件的电流应力要比采用 PWM 控制时的小, 使之更适合于使用 IGBT 功率开关。但为了保证校正电感工作在电流不连续方式



(DCM) 下, 整流器从电源汲取的电流是脉动的, 需要加装特殊的 EMI 滤波器。又由于升压式 PFC 的输出电压比输入电压高得多, 使得 PFC 电路的使用范围受到限制。为此, 人们提出了电容输入降压式准谐振零电流切换的 PFC 电路, 实现了零电流开关, 解决了开关应力大的问题。但是在这种校正电路中, 开关电流峰值比 PWM 方式下的 PFC 大得多, 结果对于同样的负载而言, 开关元件的导通损耗过大, 这样实际使用时开关元件必须选大电流元件。

1. 工作原理

三相电容输入降压式多谐振校正电路如图 5-38 所示。图中的 U_a 、 U_b 、 U_c 为三相交流电源; L_a 、 L_b 、 L_c 为输入滤波电感; C_a 、 C_b 、 C_c 为校正电容; $VD_1 \sim VD_6$ 构成二极管整流桥; S 为理想功率开关; L_r 为谐振电感; L_f 、 C_f 为输出滤波电感、电容。校正电容 C_a 、 C_b 、 C_c 与谐振电感 L_r 、二极管 VD 及并联电容 C_D 构成一个多谐振槽路。分析时假定电路元件为理想元件, 三相电源电压正弦对称, 且 $U_a = \sqrt{2} U \sin \omega t$ 。

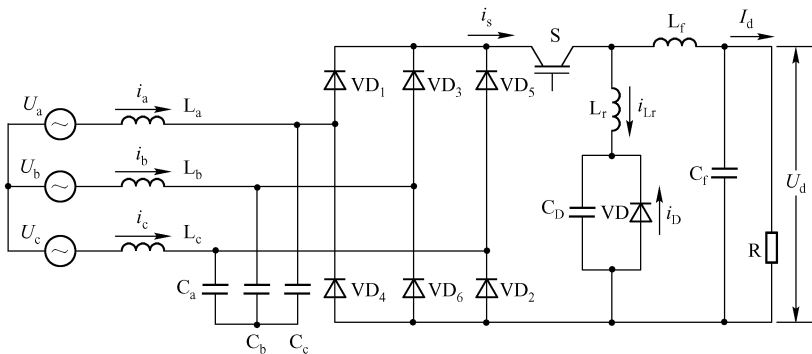


图 5-38 三相电容输入降压式多谐振校正电路

三相电容输入降压式多谐振校正电路。为了实现功率因数及波形校正, 输入电感 L_a 、 L_b 、 L_c 必须选得足够大, 以确保在一个开关周期内电感电流保持不变; 校正电容 C_a 、 C_b 、 C_c 必须选得足够小, 并保证校正电容工作在电压不连续工作方式下 (DVM), 且根据负荷和电源的变化来控制开关频率。在每一个开关周期, 校正电容电压的充电速度与线电流成正比。尽管电容放电时并不是线性的, 但与电感输入 PFC 相比, 电容放电速度比电感去磁速度快、时间短, 这使得三相电源电流更依赖于电容电压峰值。

以 A 相分析为例, 在基本假设条件下, 由于开关频率远远高于基波频率, 所以在一个开关周期内电感电流 i_a 恒定不变。在开关 S 关断期间, 校正电容 C_a 在 i_a 的作用下线性充电, 电容 C_a 储能。充电结束时, 校正电容 C_a 上的电压峰值与电源电压的瞬时值成正比。一旦开关 S 触发导通, 校正电容储存的能量便转移到谐振电感上。当电容电压放电至零时, 由整流二极管续流, 电感 L_r 中的能量转移给负载 R 。当开关电流 i_s 过零时, 控制开关 S 关断, 校正电容 C_a 又由电流 i_a 线性充电, 直到开关 S 再次导通为止。当整流器稳定运行时, 校正电容 C_a 上的电压波形是高频脉动的, 但其包络线是正弦的。在任意半个基波周期内, 校正电容 C_a 上的电压的平均值与 A 相电压的平均值相等, 且其峰值与线路电流成正比。若开关

频率远远高于电源频率,三相电源电压为正弦,则校正器从电源汲取的电流 i_a 、 i_b 、 i_c 也是正弦的,且与相电压的幅值成比例。这样,电源电压与电流是同相正弦的。因此,不需要另加有源或无源滤波装置,在获得较高的变换效率的同时,校正器会自然地 从电源汲取同相正弦电流。

在基本假设条件下,可近似认为在一个开关周期内电源电压和电流 i_a 、 i_b 、 i_c 保持不变,并用等效电流源来代替。由对称性原理可知,对于交流电源电压为 $U_a > 0$, $U_b < U_c < 0$ 的 $[90^\circ, 120^\circ]$ 区间的分析,可扩展到整个基波周期。其工作过程可描述如下。

(1) 工作方式 1 ($t_0 < t < t_1$); 续流二极管 VD 导通,其余二极管全部截止,开关 S 处于关断状态。校正电容 C_a 、 C_b 、 C_c 在电源电流的作用下,分别与各相电流幅值成比例充电,电容电压线性上升;槽路电感 L_r 通过续流回路给负荷供电。在控制信号的作用下,开关 S 触发导通,工作方式 1 结束。此时,加在二极管 VD_1 、 VD_2 上的电压 U_{ac} 为正,迫使 VD_1 、 VD_2 正向导通。

(2) 工作方式 2 ($t_1 < t < t_2$); 二极管 VD_1 、 VD_2 、VD 及开关 S 导通。由于 U_{cb} (U_a 、 U_b 之间的线电压) 为负,所以 VD_6 不导通,B 相电流继续给电容 C_b 充电,电容 C_b 上的电压继续增加;电容 C_a 、 C_c 与电感 L_r 构成谐振槽路一并产生谐振,直到电感 L_r 中的电流反向,续流二极管 VD 截止,进入工作方式 3。由于 S 处于谐振槽路中,所以其中的电流有规律地变化,但其方向不同于电感电流 i_{Lr} 。

(3) 工作方式 3 ($t_2 < t < t_3$); 二极管 VD_1 、 VD_2 及开关 S 继续导通,其余二极管截止。电容 C_b 上的电压仍在增加,电容 C_a 、 C_c 上储存的能量通过谐振槽路逐渐转移到电感 L_r 上, i_{Lr} 按正弦规律上升,电容 C_a 、 C_c 上的电压则逐渐降低。当电容 C_b 和 C_c 上的电压相等时,工作方式 3 结束。随后,电压 U_{bc} (U_b 、 U_c 之间的线电压) 为正,二极管 VD_6 正向导通。

(4) 工作方式 4 ($t_3 < t < t_4$); 二极管 VD_1 、 VD_2 、 VD_6 及开关 S 导通,其余二极管截止。校正电容 C_a 、 C_b 、 C_c , 并联电容 C_D 及电感 L_r 构成谐振槽路二,电容 C_a 、 C_b 、 C_c 通过谐振槽路继续放电,当电容 C_a 、 C_b 、 C_c 放电至零时,工作方式 4 结束。

(5) 工作方式 5 ($t_4 < t < t_5$); 除续流二极管 VD 截止外,其余二极管及开关均导通。并联电容 C_D 与电感 L_r 构成谐振槽路三,电感 L_r 先增磁,后去磁,直到电感 L_r 中的电流等于负载的直流电流为止。此时,二极管 $VD_1 \sim VD_6$ 承受反向偏置电压。由于加在开关上的电压线性上升,所以整流二极管实现零电压开通;流过开关 S 的电流为零,使开关实现零电流关断 (ZCS) 成为可能。

(6) 工作方式 6 ($t_5 < t < t_6$); 所有的二极管都截止。整流二极管承受反向偏置电压,全部的负载电流由并联电容 C_D 供给。控制电路检测到流过开关 S 的电流为零,触发关断 S,实现零电流开关 (ZCS)。实际上,工作方式 6 是包括在工作方式 1 中的,当电容 C_D 上的电压线性放电至零后,二极管 VD 会因承受正向电压而导通。

由上述分析可知,因电容 C_a 、 C_b 、 C_c 、 C_D 与电感 L_r 构成多个谐振槽路共同作用,使得整流二极管具有零电压开通性质,开关 S 具有零电流切换性质。由于多谐振槽路使谐振电感电流 i_{Lr} 更接近于正弦波,使得开关电流波形峰值比准谐振 PFC 有所降低,从而减小了导通损耗。

2. 时变简化模型及其特性分析

多谐振 PFC 电路的工作方式复杂,直接求解电路参数间的关系比较困难。可以在三相



电路分析的基础上,采用时变的简化分析模型,将三相电路简化成单相模型来分析。当 $\omega t = 90^\circ$ 时, A 相电压达到正峰值 U_{am} , 而 B、C 相电压相等且皆为负 ($U_b = U_c = -U_{am}/2$)。此时电路元件承受的电压、电流应力最大,电容 C_a 、 C_b 上的充放电速度完全相同,相当于并联。输入侧的谐振槽路电容 C_a 、 C_b 、 C_c 可用电容 C_e 来等效,且 C_e 等效于 C_a 、 C_b 并联后再与 C_a 串联。由于有大的滤波电感 L_r 存在,所以输出滤波环节和负载可等效成一电流源 I_0 。在此基本假设条件下,得到的单相简化模型如图 5-39 (a) 所示。

当 $\omega t = 90^\circ$ 时,电容 C_b 、 C_c 上的电压相等,因此工作方式 3 不存在。若运用简化模型对工作方式 1、2、4、5、6 进行详细的数学描述,则根据上述对简化模型的分析,利用计算机辅助分析,可求出电路的稳态解,为电路参数元件提供依据。令

$$C_e = 3C_r/2 \quad (5-65)$$

式中, $C_r = C_a = C_b = C_c = C_D$ 。

$$I_1 = I_{am} \quad (5-66)$$

$$U_1 = 3U_{am}/2 \quad (5-67)$$

式中, I_{am} 、 U_{am} 分别为 A 相电流、电压的峰值; U_1 相当于一个开关周期内电容 C_e 上电压的平均值。

因此,三相电源注入功率为

$$P_1 = U_1 I_1 = 3U_{am} I_{am}/2 \quad (5-68)$$

为了分析方便,下面采用标么值来描述多谐振 PFC 的电路方程。考虑到描述直流运行点的需要,选择直流输出电压为基准电压。基准值选取如下:

$$U_B = U_d \quad (5-69)$$

$$I_B = U_d/Z_0 \quad (5-70)$$

$$Z_B = Z_0 = \sqrt{L_r/C_e} \quad (5-71)$$

$$f_B = f_0 = (2\pi \sqrt{L_r C_e})^{-1} \quad (5-72)$$

式中, U_d 为直流输出电压; U_B 为基准电压; I_B 为基准电流; Z_0 为特征阻抗; Z_B 为基准特征阻抗; f_0 为谐振频率; f_B 为基准谐振频率。

若换流器是一个无损耗系统,则输入峰值电压、电流及直流输出电流归一化值分别为

$$K_V = U_1/U_d \quad (5-73)$$

$$K_I = I_1/I_B = I_1 Z_0/U_d \quad (5-74)$$

$$K_0 = I_d/I_B = K_I K_V \quad (5-75)$$

由此可求得

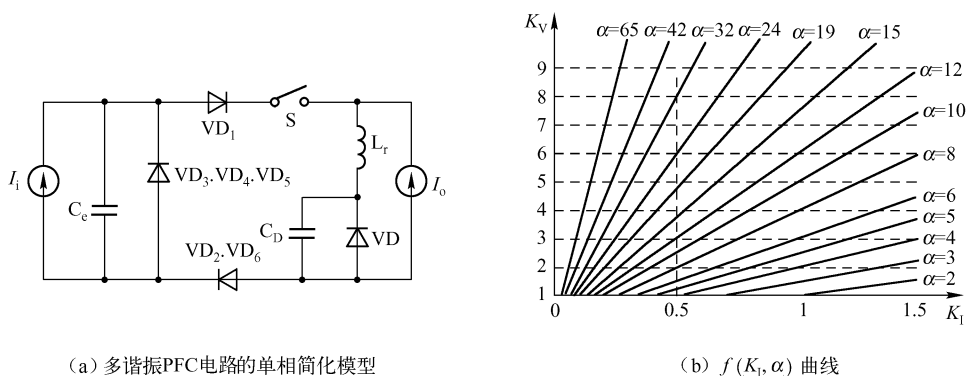
$$Z_0 = U_d K_I K_V / I_d \quad (5-76)$$

开关 S 的关断区间为

$$\alpha = 2\pi f_0 t_{off} = 2\pi f_0 (t_1 + t_6) \quad (5-77)$$

式中, t_1 、 t_6 为工作方式 1、6 的持续时间。

根据简化模型的分析结果及归一化值,求出输入峰值电压与输入峰值电流的归一化值随开关关断区间变化时的特性曲线,即 $K_V = f(K_I, \alpha)$ 曲线,如图 5-39 (b) 所示。由于设计的换流器是降压式的,所以当 $U_1 < U_d$ 时,降压式 PFC 将不能正常发挥作用,这样 $K_V \leq 1$ 的部分没有画出。

图 5-39 多谐振 PFC 的单相简化模型及 $f(K_l, \alpha)$ 曲线

另外, 考虑到 K_l 较大时, 谐振电流将不过零, 换流器将不再具备零电流切换条件。因此, 推导出校正器零电流切换时的最大负载约束条件为

$$I_0 \leq U_{\text{Ceavg}} / Z_0 \quad (5-78)$$

根据设计要求, 可以通过 $K_v = f(K_l, \alpha)$ 曲线, 对于给定的输入峰值电压、直流输出电压和负载电流, 求出多谐振 PFC 的稳态运行点、主电路各元件参数, 从而提出相应的设计方案。根据简化模型的推导结果, 可以计算开关元件承受的断态最高阻断电压、通态流过的最大电流、平均值电流和有效值电流, 为电路元件的选择提供依据。利用计算机辅助分析可知, 当输入/输出电压转换比 K_v 保持不变时, 开关 S 所承受的电压应在整个负载范围内几乎保持不变; 而且当整流器轻载时, 随着电压转换比 K_v 的增大, 开关 S 的电流峰值将有所减小。

3. 主电路设计

设计条件: 三相工频电源为 380V, 整流器最大输出功率为 12kW, 直流输出电压为 220V, 最大开关频率为 50kHz。

1) 选择稳态运行点

输入电压峰值 $U_i = \frac{3}{2} U_{\text{am}} = 466.7\text{V}$, 则 $K_v = U_i / U_d = 2.12$ 。当输出功率为最大时, 从 $K_v = f(K_l, \alpha)$ 的曲线上初选 $K_l = 1.35$ 。此时由 K_l 和 K_v 决定的 $\alpha = 3.2$, 则开关频率归一化值为 $K_f = f_s / f_0 = 2\pi / (\alpha + \pi) = 0.99$ 。

2) 谐振电路元件参数的计算

忽略装置的损耗, 整流器的最大直流输出电流 $I_d = P_{\text{o,max}} / U_d = 54.55\text{A}$ 。由式 (5-76) 得 $Z_0 = U_d K_l K_v / I_d = 11.54\Omega$ 。谐振频率 $f_0 = f_s / K_f = 50 / 0.99 \approx 51$ (kHz)。将以上计算结果代入式 (5-71) 和式 (5-73) 得 $L_r = 36.3\mu\text{H}$, $C_e = 0.268\mu\text{F}$ 。根据等效关系, 可求得谐振槽路电容值 $C_r = 0.403\mu\text{F}$ 。

用式 (5-78) 校验得 $I_0 \leq U_{\text{Ceavg}} / Z_0 = 57.1\text{A}$, 满足零电流切换条件, 说明 K_l 选取合适。

3) 开关元件、二极管参数的选择

在选择好稳态运行点, 求得谐振电路元件参数后, 可利用简化模型的计算公式, 求出开关断态承受的最高电压 U_{Smax} 、最大开关电流 I_{Smax} 、开关平均电流 I_{Savg} 及开关有效



值电流 I_{srsm} ，选择合适的开关元件。整流桥和并联二极管的选择可参考开关元件的参数值。

4) 输入/输出滤波元件参数的选择

输出滤波电容、电感的选择应充分考虑负载对直流电压纹波和负载对动态变化响应的要求。针对图 5-35 所示的电路，选择 $C_f = 2000\mu\text{F}$ 的高频滤波电容和 $L_f = 5\text{mH}$ 的高频滤波电感比较合适。

5.3.5 三相降压式准谐振 PFC 电路

三相电感输入和电容输入的 PFC 方案多采用硬开关换流技术，只要使校正电感工作在电流不连续方式（DCM），或使校正电容工作在电压不连续方式（DVM），PFC 因具有电阻负载特性，就可实现高功率因数/低谐波整流。人们在 PFC 原理的探索上有了一定的进展，但存在动态特性差，开关应力大，开关损耗大及仿真条件与实际工况差距大等技术问题尚待解决。由于所采用的硬开关换流器本身的缺点，从而限制了 PFC 性能的提高。

另外，三相电感输入升压式 PFC 无法使三相输入电流处在连续工作状态，需要加装专门的 EMI 滤波器，而且直流输出电压高于交流输入电压峰值，这使得 PFC 的应用范围受到了限制。

针对上述问题，人们提出了在硬开关降压式 PFC 的基础上采用准谐振软开关技术，这样极大地减少了开关损耗和电磁干扰，在提高开关频率的同时获得了较高的变换效率。

1. 校正原理

单开关三相电容输入降压式准谐振 PFC 的电路拓扑如图 5-40 所示。分析时假定电路元件为理想元件，三相电源电压正弦对称，且 $U_a = \sqrt{2}U\sin(\omega t)$ 。校正电容 C_a 、 C_b 、 C_c 与谐振电感 L_r 构成准谐振槽路。

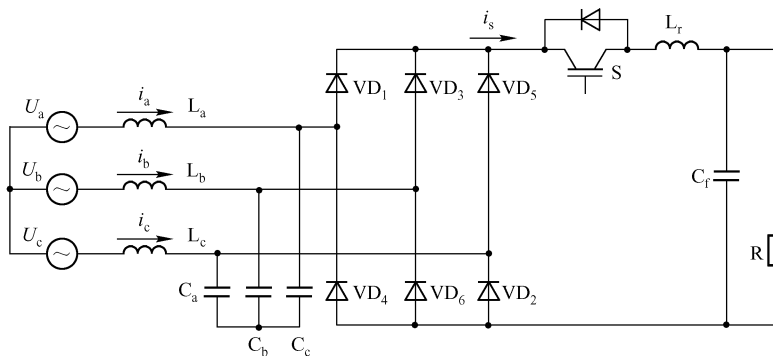


图 5-40 单开关三相电容输入降压式准谐振 PFC 的电路拓扑

图中的 U_a 、 U_b 、 U_c 为三相交流电源； L_a 、 L_b 、 L_c 为输入滤波电感； C_a 、 C_b 、 C_c 为校正电容； S 为理想功率开关； L_r 为谐振电感； C_f 为滤波电容。为了实现高功率因数/低谐波整流，输入滤波电感 L_a 、 L_b 、 L_c 必须选得足够大，以确保在一个开关周期内电感电流保持不变；校正电容 C_a 、 C_b 、 C_c 必须选得足够小，并保证校正电容工作在电压不连续工作方式

(DVM)。为了分析方便,此处以A相分析为例。在基本假设条件下,由于开关频率远远大于工频,所以在一个开关周期内,电感电流 i_a 保持不变。在开关S关断期间,校正电容 C_a 在 i_a 的作用下线性充电,电容 C_a 储能,充电结束时,校正电容 C_a 上的电压峰值与当时的电源电压成正比。一旦开关S触发导通,校正电容通过谐振电感 L_r 向负载放电,电感 L_r 储能,当电容电压放电至零时,由整流二极管续流,电感 L_r 中的能量转移给负载R。当开关电流 i_s 过零时,控制开关S关断,校正电容 C_a 又由电流 i_a 线性充电,直到开关S再次导通为止。当PFC稳态运行时,校正电容 C_a 上电压波形是高频脉动的,但其包络线是正弦的,如图5-41所示。在任意半个基波周期内,校正电容 C_a 上电压的平均值与A相电压的平均值相等,且其峰值与线路电流成正比。若开关频率远远高于电源频率,且三相电源电压为正弦,则校正器从电源汲取的电流 i_a 、 i_b 、 i_c 也是正弦的,且与相电压的幅值成比例。这样,电源电压与电流是同相正弦的,因此不需要另加有源或无源滤波装置,在获得较高的变换效率的同时,校正器会自然地从电源汲取同相正弦电流。

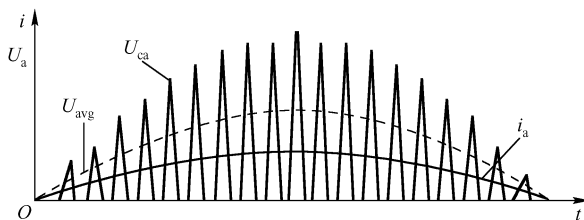


图5-41 A相电源电流、校正电容电压及其平均值波形示意图

在一个开关周期内,近似认为三相电源电压和电流保持不变,可用等效电流源 I_a 、 I_b 、 I_c 来代替。由于输出端有大的滤波电容 C_f 存在,则负载可等效成一个电压源 U_d 。在此基本假设条件下,为了分析方便,只考虑电压为 $U_a > 0$, $U_b < U_c < 0$ 的(90° , 120°)区间。在这个区间里, $i_a > 0$, $i_c < i_b < 0$ 。由对称性原理可知,在这 30° 区间内对准谐振PFC工作方式的描述,可以推广到整个基波周期。这样,在每个基波周期内共有12个不同的 30° 区间,每个 30° 区间有若干个开关周期,每个开关周期内又包含5种工作方式。

(1) 工作方式1 ($t_0 < t < t_1$): 二极管全部截止,开关S处于关断状态。校正电容 C_a 、 C_b 、 C_c 在电源电流的作用下,分别与各相电流幅值成比例充电,电容电压线性上升。在控制信号的作用下,开关S触发导通,工作方式1结束。

(2) 工作方式2 ($t_1 < t < t_2$): 二极管 VD_1 、 VD_2 及开关S导通。由于 U_{cb} (U_a 、 U_b 之间的线电压)为负,所以 VD_6 不导通,B相电流继续给电容 C_b 充电,电容 C_b 上的电压继续增加;校正电容通过谐振电感 L_r 向负载放电,电感 L_r 储能。

(3) 工作方式3 ($t_2 < t < t_3$): 当电容电压放电至零时,由整流二极管续流,电感 L_r 中的能量转移给负载R。

(4) 工作方式4 ($t_3 < t < t_4$): 当开关电流 i_s 过零时,控制开关S关断。

(5) 工作方式5 ($t_4 < t < t_5$): 校正电容 C_a 又由电流 i_a 线性充电,直到开关S再次导通为止。

当 $\omega t = 90^\circ$ 时,电容 C_b 、 C_c 上的电压同时达到峰值, $U_{cb} = U_{cc}$,等效电容 C_e 等于 C_b 与 C_c 并联后与 C_a 串联,即 $C_e = 3C_a/2$,且工作方式1不存在。



电路在开环控制下, 电路达到稳态时的开关频率 F_s 、直流输出电压 U_d 、负载电阻 R 皆与电容的峰值电压 U_{Cmax} 及电源电流峰值 I_{amax} 有关。

为了设计电路和选择适当的开关元件, 需计算出开关电流的有效值和平均值:

$$I_{Srms} = \sqrt{F_s (I_{S2}^2 + I_{S3}^2 + I_{S4}^2)} \quad (5-79)$$

$$I_{Savg} = \frac{F_s (P_2 + P_3 + P_4)}{U_d} \quad (5-80)$$

式中, $I_{S2}^2 \sim I_{S4}^2$ 分别表示工作方式 2 ~ 工作方式 4 时流过开关电流的平方积分; $P_2 \sim P_4$ 分别表示工作方式 2 ~ 工作方式 4 时由开关传输的能量。

从电路的分析可知, 加在开关两端的电压最大值与校正电容电压最大值 U_{Cmax} 及输出直流电压 U_d 相关, 即

$$U_{Smax} = U_{Cmax} - U_d \quad (5-81)$$

加在整流二极管上的最大电压为

$$U_{Dmax} = U_{Cmax} \quad (5-82)$$

在稳态运行条件下, 利用已推导出的公式和给定的电容电压最大值 U_{Cmax} 、电源电流峰值 I_{amax} 及输入电压值 U_{in} , 可求出简化单相模型的特性曲线。

(1) 电压转换比 U_d/U_{in} 与归一化负载电阻 R/Z_0 随归一化开关频率 F_s/F_0 变化的特性曲线如图 5-42 所示。

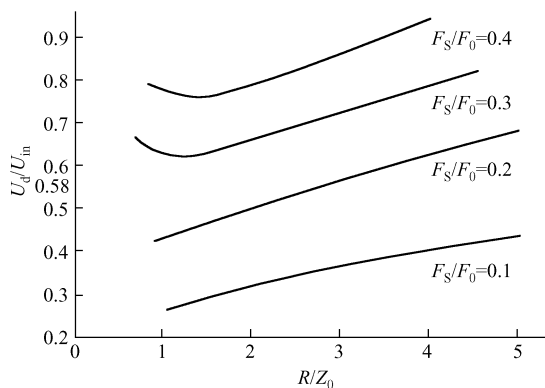


图 5-42 电压转换比特性曲线

(2) I_{Srms}/I_{Savg} 与归一化负载电阻 R/Z_0 随归一化开关频率 F_s/F_0 变化的特性曲线如图 5-43 所示。

(3) U_d/U_{in} 与归一化负载电阻 R/Z_0 随归一化开关频率 F_s/F_0 变化的特性曲线如图 5-44 所示。在图 5-44 中, 谐振频率为

$$F_0 = (2\pi \sqrt{L_r C_e})^{-1} \quad (5-83)$$

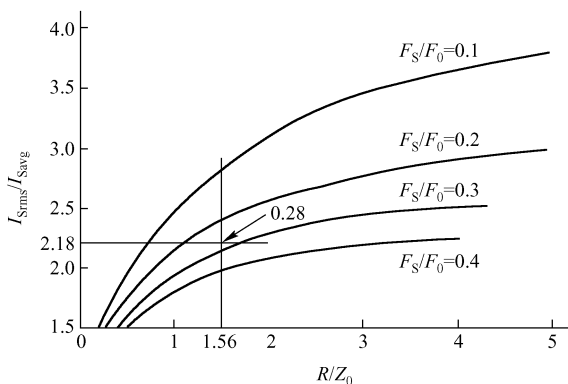


图 5-43 开关有效值/平均值电流特性曲线

谐振阻抗为

$$Z_0 = \sqrt{L_r C_e} \quad (5-84)$$

而

$$U_{in} = \frac{F_s (P_2 + P_3 + P_4)}{I_{amax}} \quad (5-85)$$

利用特性曲线（图 5-42 ~ 图 5-44），可方便计算出准谐振 PFC 的电路设计参数。

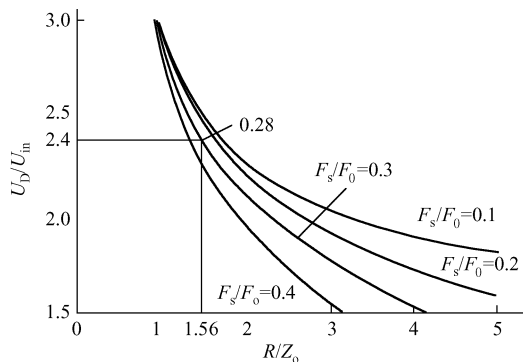


图 5-44 二极管整流桥电压特性曲线

2. 准谐振 PFC 的设计原则

根据电路工作条件的需要，可以按照流过开关的平均电流 I_{Savg} 和开关关断状态下的断态阻断电压 U_{Soff} 来选择功率开关。流过开关的平均电流为 $I_{Savg} = P_{0max}/U_d$ ，开关的断态阻断电压 U_{Soff} 最大值可通过式（5-86）估算：

$$U_{Soff} \geq 2\sqrt{6}U_d \quad (5-86)$$

电压转换比 $M = U_d/U_{in}$ ，则从电压转换比特性曲线（见图 5-42）可查出 PFC 的可能运行点。为了获得理想的输入电流波形，开关电流有效值应尽可能靠近功率开关的额定值。由 I_{Smax}/I_{Srms} 从开关有效值/平均值电流特性曲线（见图 5-43）查出 PFC 的最终运行点的对应值为 $f = F_s/F_0$ ， $r = R/Z_0$ 。将 f ， r 代入式（5-85）、式（5-86），便可求得谐振电感 L_r 和



谐振电容 C_e :

$$C_e = \frac{f_r}{2\pi F_s R} \quad (5-87)$$

$$L_r = \left(\frac{R \sqrt{C_e}}{r} \right)^2 \quad (5-88)$$

由 R/Z_0 值, 从图 5-44 查出 U_D/U_{in} 值, 可求出加在整流二极管上的最大电压 U_{Soff} , 为整流二极管的选取提供依据。同时, 可求得开关阻断电压:

$$U_{Soff} = U_{Dmax} - U_d \quad (5-89)$$

由于负荷动态变化时, 开关频率在一个比较宽的频带范围内变化, 所以选取滤波电感 L_a 、 L_b 、 L_c 时必须确保三相输入电流基本保持恒定不变, 同时保证满足相移功率因数和波形质量的要求。

输出滤波电容的选择应充分考虑到负载对直流电压纹波和负载动态变化响应的要求, 应选择容量合适的高频电容。

若以三相交流供给电压为 380V, 直流输出电压为 220V, 输出最大功率为 5kW, 最高开关频率为 90kHz 的设计为例, 由设计曲线 (图 5-42 ~ 图 5-44) 得到电路参数为 $C_a = C_b = C_c = 0.141 \mu F$, $L_r = 2.95 \mu H$; $L_a = L_b = L_c = 5 mH$, $C_f = 2000 \mu F$ 。

准谐振 PFC 电路的整流器从电源汲取的电流接近纯正弦, 且与电源电压同相位。开关 S 实现了零电流切换, 减小了开关应力; 开关元件不必附加专门的吸收回路, 降低了开关损耗, 提高了电路的变换效率。加在开关上的电压从零线性上升, 从而使整流二极管实现了零电压开通, 避免了二极管的反向恢复问题。

准谐振 PFC 电路具有以下特点。



特点

(1) 只要保证准谐振 PFC 工作在电容电压不连续方式下, 换流器就能实现高功率因数/低谐波整流。该电路结构简单, 只使用了一个功率开关, 开关利用率高, 费用低; 控制电路和保护电路简单、可靠。

(2) 功率开关实现了零电流切换 (ZCS), 整流二极管实现了零电压开通, 准谐振 PFC 实现了软开关, 同时具有良好的动态特性和宽电压调节范围, 较好地解决了 PFC 实用化存在的问题。

(3) 流过准谐振 PFC 的开关电流的峰值比 PWM 式 PFC 的电流峰值大得多 (3~5 倍), 对于同样的负载, 开关元件上的导通损耗也比 PWM 方式大, 因此应注意选择大电流的开关元件。

参考文献

- [1] 侯振义, 侯传教. UC3854 功率因数校正 IC 及其应用设计[J]. 电源技术应用, 1998 (4).
- [2] 王文倩, 陈敏, 等. 单相 Boost 型功率因数校正电路软开关技术的综述. 电源技术应用, 2006 (3).
- [3] 毛鸿, 等. 有源功率因素校正器的控制策略综述[J]. 电力电子技术, 2000 (1).
- [4] 陈诚辉. 功率因数校正电路分析与计算. 第 11 届全国电源技术年会论文集, 1995.
- [5] 李广全, 王志强, 等. 单级功率因数校正 (PFC) 变换器的设计[J]. 电源技术应用, 2003 (10).
- [6] 陈一逢. 高性能软开关功率因数校正电路的设计[J]. 电源技术应用, 2004 (1).
- [7] 李广全, 王志强. 一种新型单级功率因数校正 (PFC) 变换器[J]. 电源技术应用, 2003 (5).
- [8] 李意, 尹华杰. 单级功率因数校正 (PFC) 研究的新进展[J]. 电源技术应用, 2003 (5).
- [9] 陈丹江, 张仲超. 单级功率因数校正电路的直流母线电压分析和实验研究[J]. 电源技术应用, 2003 (5).
- [10] 徐小杰, 侯振义. 无输入电压检测的平均电流型功率因数校正[J]. 电源技术应用, 2003 (8).
- [11] 李广全, 王志强. 单级 PFC 变换器的功率因数校正效果的研究[J]. 电源技术应用, 2003 (11).
- [12] 张洋, 龚春英. 基于 SEPIC 的功率因数校正电路的参数设计与分析[J]. 电源技术应用, 2003 (11).
- [13] 刘小光, 尹华杰. 功率因数校正 (PFC) 的数字控制方法[J]. 电源技术应用, 2004 (2).
- [14] 杨文贵, 神兆旭. 单级功率因数校正 AC-PDP 开关电源小型化设计中的应用[J]. 电源技术应用, 2004 (2).
- [15] 杨永兵, 赵军. 一种具有恒功率控制的单级功率因数校正电路[J]. 电源技术应用, 2004 (2).
- [16] 梁奇峰, 黄少先. 改进的单级功率因数校正 AC/DC 变换器的拓扑综述[J]. 电源技术应用, 2004 (2).
- [17] 李广全, 王志强. 基于 Flyboost 模块的新型单级功率因数校正变换器[J]. 电源技术应用, 2003 (6).
- [18] 李云秀, 邬伟杨. 带有源钳位和软开关的单级隔离式 PFC 变换器[J]. 电力电子技术, 2001 (3).
- [19] 罗全明, 周维维. 一种改进的电压跟随 PFC Cuk AC/DC 变换器[J]. 电源技术应用, 2001 (7).
- [20] 邓卫华, 张波. 一种新颖的无源功率因数校正电路[J]. 电源技术应用, 2002 (12).
- [21] 徐云中, 熊蕊. 一种输入电流间接控制的有源功率因数校正电路分析[J]. 电源技术应用,



- 2002 (3).
- [22] 任华. 带功率因数校正的密封铅酸蓄电池充电装置的研制 [学位论文]. 南京: 南京航空航天大学, 2002.
- [23] 刘闯. 功率变换器的功率因数校正 (PFC) 技术研究 [学位论文]. 南京: 南京航空航天大学, 1997.
- [24] 王俊才, 李明亮. UC3852 的特性及其在功率因数校正电路中的应用 (1) [J]. 电子元件应用, 2002 (7).
- [25] 王俊才, 李明亮. UC3852 的特性及其在功率因数校正电路中的应用 (2) [J]. 电子元件应用, 2002 (8).
- [26] 林雯, 齐长远. 有源功率因数校正技术[J]. 电源技术应用, 1998 合订本.
- [27] 杨宾峰. 功率因数校正电路的分析与设计 [学位论文]. 西安: 空军工程大学, 2001.
- [28] 许化民. 单级功率因数校正技术 [学位论文]. 南京: 南京航空航天大学, 2000.
- [29] 张兴柱. 国外开关电源功率因数校正技术新进展. 第 11 届全国电源技术年会论文集, 1995.
- [30] 范桢, 蔡晓勇, 等. 电感分裂式推挽换向软开关技术的研究[J]. 电源技术应用, 2000 (9).
- [31] 黄天禄, 魏晓玮. 采用 PFC 和 PWM 组合控制器 FAN4803 设计的直流[J]. 国外电子元件, 2003 (4).
- [32] 李金鹏, 侯聪玲, 等. 无源无损缓冲电路及其新拓扑[J]. 电源技术应用, 2003 (9).
- [33] 李云秀, 邬伟杨, 等. 带有源钳位和软开关的单级隔离式 PFC 变换器[J]. 电力电子技术, 2001 (3).
- [34] 马小林, 马皓. 推挽变换器在软开关与硬开关工作模式下的比较研究[J]. 电源技术应用, 2003 (8).
- [35] 张国安, 朱忠尼. 一种双管推挽谐振软开关电路的研究[J]. 电力电子技术, 1997 (4).
- [36] 阮新波. PWMDC/DC 全桥变换器的软开关技术研究 [博士后研究报告]. 南京航空航天大学, 1998.
- [37] 万山明, 黄声华. 有限双极性控制 ZVZCSPWM 全桥变换器[J]. 电源技术应用, 2003 (5).
- [38] 肖兴龙, 陆勇兰. 一种新型带无损缓冲双管串联单正激电路[J]. 电源技术应用, 2003 (9).
- [39] 徐小杰, 侯振义. 无输入电压检测的平均电流型功率因数校正[J]. 电源技术应用, 2003 (8).
- [40] 张恩利, 侯振义, 等. 一种新颖的 ZVZCSPWM 全桥变换器[J]. 电源技术应用, 2004 (6).
- [41] 杨旭, 王兆安. 一种零电压过渡全桥软开关电路的研究. 全国电工技术年会电力电子学会第 6 次全国学术会议文集.
- [42] 张国安, 朱忠尼. 一种新型的移相推挽式软开关技术的研究. 全国电工技术年会电力电子学会第 6 次全国学术会议文集.
- [43] 阮新波, 严仰光. 直流开关电流的软开关技术[M]. 北京: 科学出版社, 2000.
- [44] 关宇东, 张群. PWM 相位调制集成片 ML4818 及其应用. 电力电子技术, 1995 (2).
- [45] 黄天禄, 魏晓玮. 采用 PFC 和 PWM 组合控制器 FAN4803 设计的直流[J]. 国外电子元



- 件, 2003 (4).
- [46] 周志敏, 周纪海, 纪爱华. 开关电源实用电路. [M]. 北京: 中国电力出版社, 2006.
- [47] 周志敏, 周纪海, 纪爱华. 模块化 DC/DC 实用电路. [M]. 北京: 北京电子工业出版社, 2004.
- [48] 周志敏, 周纪海, 纪爱华. 现代开关电源控制电路设计与应用. [M]. 北京: 北京人民邮电出版社, 2005.
- [49] 周志敏, 周纪海. 开关电源实用技术设计与应用. [M]. 北京: 北京人民邮电出版社, 2003.